# fare elettronica

CULTURA ELETTRONICA APPLICATA

130 PAGINE!

## CONTA METRI CON PIC

Misura le distanze fino a un chilometro! Progetto completo!

## GLI OPERAZIONALI

Impare ad utilizzarli nella realizzazione di filtri attivi

## COSTRUIRE HI-FI

La qualità del suono passa attraverso il monotriodo, impara ad utilizzarlo nei tuoi amplificatori audio

## UPS BY EXAMPLE

Il circuito di ricarica delle batterie gestione delle problematiche e realizzazione pratica

## PROGRAMMAZIONE PIC

### MIKROBASIC

Come gestire gli interrupt

### MIKROC

Come gestire gli input e visualizzare le informazioni su un display LCD

### ASSEMBLER

Realizzazione di un timer programmabile per bromografo
Progetto completo!

## IDEE DI PROGETTO

- Duplicatore di frequenza fino a 150 MHz
- Circuito per Current Sensing
- Circuito per pilotare LED di diversi colori
- Circuito per pilotare LED omogenei
- Convertitore DC/DC low-voltage low-cost
- Circuito ad alta efficienza per pilotare LED omogenei
- Driver seriale programmabile per display a LED
- VCO con amplificatore operazionale
- Convertitore temperatura-PWM
- Regolazione a luminosità costante per lampade a incandescenza

## Novità! MHz

### Linee di trasmissione in radiofrequenza

Come affrontare le problematiche relative alla trasmissione di segnali ad alta frequenza su collegamenti fisici e via radio

### Modifiche al PMR TW10

Modifichiamo il piccolo ricetrasmettitore UHF per aumentarne la portata

### Il calendario dei radioamatori 2006

## SPECIALE LVDS

Scopri tutto sulla tecnica hardware più utilizzata per comunicare informazioni ad elevata velocità e bassissimo rumore

ISSN 1591-2272
60255
9 771591 227008

INWARE EDIZIONI
www.farelettronica.com

€ 5,50

MENSILE Poste Italiane Spa - Spedizione in abbonamento Postale - D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano. In caso di mancato recapito, restituire all'editore che si impegna a pagare la relativa tassa presso il CPM di Roserio - Milano

# Fare elettronica
## servizio MIP

**Richiedi maggiori informazioni sui contenuti di Fare Elettronica, visita il sito:**

**www.farelettronica.com/mip**

**Oppure compila questo modulo ed invialo via fax al numero 02 66508225**

## More Info Please!

NUMERO DELLA RIVISTA 255

CODICI MIP* (DA COMPILARE)

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | |
| | | | | | |
| | | | | | |

**DATI DEL LETTORE**

NOME

COGNOME

AZIENDA

INDIRIZZO AZIENDA

CAP — CITTÀ

PROV. — NAZIONE

TEL.

FAX

E-MAIL

**Privacy.** Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o trmite email a info@inwaredizioni.it

* Utilizza il numero MIP che compare alla fine di ogni articolo o all'interno delle pagine di tuo interesse

# Guida al numero 255

## Informati!

Richiedi maggiori informazioni sui contenuti di Fare Elettronica, visita il sito:
www.farelettronica.com/mip

pag. 3

## Vinci!

Con il quiz **Le So Tutte!!!** puoi vincere ogni mese uno di questi fantastici premi!

pag. 38

## Risparmia!



pag. 74

## Pratica



## MHz

# Settembre 2006

## Teoria



## Speciale



## Aziende citate in questo numero



## Risorse

CULTURA ELETTRONICA APPLICATA

**www.farelettronica.com**

**DIRETTORE RESPONSABILE**
Antonio Cirella

**DIRETTORE ESECUTIVO**
Tiziano Galizia

**COORDINAMENTO TECNICO**
Maurizio Del Corso

**HANNO COLLABORATO IN QUESTO NUMERO**
Giovanni Di Maria, Massimo Di Marco, Daniele Cappa
Nico Grilloni, Antonio Di Stefano, Agostino Rolando, Iginio Commisso,
Fulvio Chiappetta, Masimiliano Premoli, Giuseppe La Rosa.

**DIREZIONE • REDAZIONE • PUBBLICITÁ**
**INWARE Edizioni srl** - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel. 02.66504755 - Fax 02.66508225
info@inwaredizioni.it - www.inwaredizioni.it
Redazione: fe@inwaredizioni.it

**PROGETTO GRAFICO E IMPAGINAZIONE**
Graficonsult - Milano

**STAMPA**
**ROTO 2000** - Via L. da Vinci, 18/20 - 20080, Casarile (MI)

**DISTRIBUZIONE**
**Parrini & C. S.p.a.** - Viale Forlanini, 23 - 20134, Milano

**UFFICIO ABBONAMENTI**
**INWARE Edizioni srl** - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Per informazioni, sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento:
**abbonamenti@inwaredizioni.it**
**Tel. 02.66504755 - Fax. 02.66508225**
L'ufficio abbonamenti è disponibile telefonicamente
dal lunedì al venerdì dalle 14,30 alle 17,30
Tel. 02.66504755 - Fax. 02.66508225

**Poste Italiane S.p.a. - Spedizione in abbonamento Postale**
**D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano.**
Abbonamento per l'Italia: € 45,00
Abbonamento per l'estero: € 115,00

**Gli arretrati potranno essere richiesti, per iscritto, al seguente costo:**
Numero singolo: € 7,50
Numero doppio: € 9,00
Numero con allegato: € 8,50

Autorizzazione alla pubblicazione del Tribunale di Milano n. 647 del 17/11/2003.




**Privacy** - Nel caso la rivista sia pervenuta in abbonamento o in omaggio, si rende noto che i dati in nostro possesso sono impiegati nel pieno rispetto del D.Lgs. 196/2003. I dati trasmessi a mezzo cartoline o questionari presenti nella rivista, potranno venire utilizzati per indagini di mercato, proposte commerciali, o l'inoltro di altri prodotti editoriali a scopo di saggio. L'interessato potrà avvalersi dei diritti previsti dalla succitata legge. In conformità a quanto disposto dal Codice di deontologia relativo al Trattamento di dati personali art. 2, comma 2, si comunica che presso la nostra sede di Cormano Via Cadorna 27, esiste una banca dati di uso redazionale. Gli interessati potranno esercitare i diritti previsti dal D.Lgs. 196/2003 contattando il Responsabile del Trattamento Inware Edizioni Srl (info@inwaredizioni.it).

**RICHIESTE DI ASSISTENZA**

Per richiedere assistenza o chiarimenti sugli articoli pubblicati, vi preghiamo di utilizzzare il servizio MIP compilando l'apposito modulo on-line all'indirizzo www.farelettronica.com/mip.

**COLLABORARE CON FARE ELETTRONICA**

Le richieste di collaborazione vanno indirizzate all'attenzione di Tiziano Galizia *(t.galizia@inwaredizioni.it)* e accompagnate, se possibile, da una breve descrizione delle vostre competenze tecniche e/o editoriali, oltre che da un elenco degli argomenti e/o progetti che desiderate proporre.

**ELENCO INSERZIONISTI**

## Note dalla redazione

**Tiziano Galizia**
t.galizia@inwaredizioni.it

# Tre punti e la rivoluzione...

Centocinque anni fa, Guglielmo Marconi ricevette il primo segnale in radiofrequenza: tre punti in codice Morse (lettera "S"). Per ricevere questi tre punti veniva utilizzata un'antenna di 130 metri tenuta in aria da un aquilone. I 3 punti arrivavano dall'altra parte dell'Oceano Atlantico ed erano generati da un trasmettitore a scintilla che produceva un segnale di 500 KHz. *La rivoluzione era cominciata…*

A più di un secolo dal quel fatidico giorno la radiofrequenza è diventata parte integrante di quasi tutti i dispositivi che utilizziamo ogni giorno, basti pensare alla TV, la radio, il telefono cellulare, il router Wi-Fi, eccetera. L'andamento contrario sembra invece avvenire nelle riviste di settore, dove gli articoli sulla radiantistica sono pressoché scomparsi. Questo ci è stato fatto notare anche dai tanti radioamatori incontrati nelle diverse fiere alle quali partecipiamo.

Molti lettori, sopratutto i più giovani, non sono quasi mai entrati in contatto con questo mondo, convinti che la radiofrequenza sia una materia complessa. Questo è vero soltanto in parte, la radiofrequenza è si una materia che va studiata ed approfondita ma, se affrontata per gradi, il suo apprendimento non presenterà difficoltà insormontabili.

Queste argomentazioni, unite alle lunghe chiacchierate con Iginio Commisso (*i2UIC*), che ringrazio per il suo prezioso contributo, hanno fatto scattare in me la molla che ha portato alla rinascita della *rubrica MHZ*, già presente su Fare elettronica alcuni anni or sono. La passione che muove così tanti radioamatori non può andare persa, va coltivata, trasferita alle nuove generazioni, è un mondo affascinante e ricco di soddisfazioni. Certo parlare con l'altra parte del globo è quanto mai semplice utilizzando i moderni strumenti a nostra disposizione, ma immaginate la soddisfazione di mettere in piedi una stazione radio ed entrare in contatto con persone di altre nazioni o continenti, che sono lì in ascolto solo perché condividono la vostra stessa passione.

La rubrica MHZ, nella sua nuova veste, si propone di introdurre, nella maniera più graduale, gli argomenti ai lettori, in modo che la radiofrequenza non sia un tabù ma semplicemente una passione da coltivare.

Nel darvi appuntamento in edicola ad Ottobre, vi ricordo che la Inware Edizioni al completo, sarà presente al BIAS, non mancate questo importante appuntamento e l'occasione di incontrare la Redazione e gli autori di Fare Elettronica e Firmware (maggiori dettagli a pagina 14).

Buona lettura.

Rubrica di notizie e novità dal mondo dell'elettronica.

# Prima pagina

## RS PARTECIPA AL BIAS 2006

Dopo 5 anni di assenza, RS Components, società leader nella distribuzione mediante catalogo di prodotti industriali per qualsiasi settore applicativo, ha annunciato oggi la propria partecipazione al BIAS 2006, la Fiera Biennale Internazionale dell'Automazione, Strumentazione, Microelettronica e ICT per l'industria, giunta alla sua 32ª edizione.
In programma dal 20 al 23 Settembre 2006, pochi giorni prima del lancio del nuovo catalogo, la fiera BIAS rappresenta per RS l'occasione per dare al mercato alcune interessanti anticipazioni sulle nuove strategie dell'azienda, ma anche sul nuovo catalogo, che verrà presentato proprio nei primi giorni di ottobre. Tra le grandi novità, spiccano la suddivisione in due volumi tematici e l'ulteriore ampliamento della gamma di soluzioni disponibili di RS, che arriveranno a superare quota 250.000 prodotti.
Partecipare alla fiera che rappresenta il punto di riferimento per il settore dell'elettronica e dell'automazione, rappresenta per RS "una scelta che riconferma la leadership in quello che è sempre stato il core business dell'azienda", sottolinea Ermanno Maffè, Amministratore Delegato di RS Italia. RS sarà presente all'interno del **Padiglione 9, Stand R12 - P19**.
Tutte le novità del catalogo RS verranno presentate nel mese di ottobre, nel corso di una conferenza stampa organizzata come di consueto da Gruppo Domino.

Codice MIP 255201

## MICROCHIP LANCIA UN NUOVO SIMULATORE BASATO SU WEB PER CIRCUITI DI ALIMENTAZIONE E CARICABATTERIA

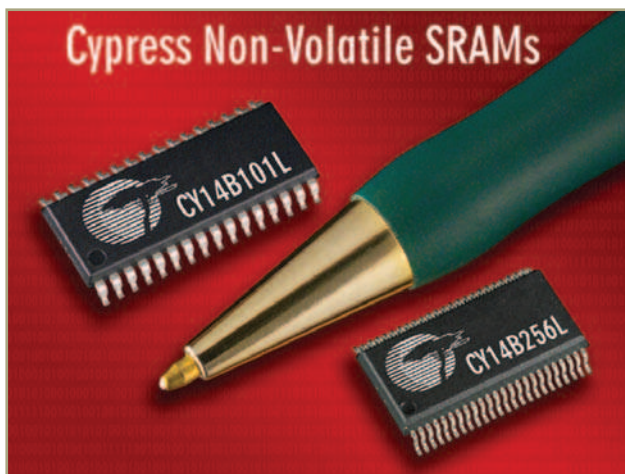
Microchip annuncia un nuovo tool di simulazione basato su web per le applicazioni di power-management. Noto con il nome Mindi™, il nuovo tool di simulazione permette ai progettisti di generare rapidamente schemi circuitali dettagliati e specificare i componenti passivi associati relativi a un vasto spettro di applicazioni d'alimentazione e di caricabatterie. I circuiti sviluppati sul web utilizzando il tool Mindi possono essere scaricati su un PC e possono essere trasferiti direttamente negli schemi di sistema. Mindi è disponibile gratuitamente sul sito web Microchip all'indirizzo www.microchip.com/Mindi.
Il tool di simulazione Mindi è stato progettato per soddisfare le esigenze degli ingegneri di qualsiasi livello di esperienza. In funzione del tipo di circuito, il software assiste i progettisti nella scelta dei componenti attingendo al vasto range di prodotti e analogici e di microcontroller PIC® Microchip.
Essendo basato su web, il tool di simulazione Mindi è sempre aggiornato in tempo reale sugli ultimi sviluppi circuitali e sui prodotti più recenti.
Le applicazioni supportate dal tool di simulazione Mindi comprendono alimentatori quali converter DC/DC per dispositivi elettronici portatili, e caricabatteria per dispositivi alimentati da batterie ricaricabili.
Per ulteriori informazioni visitate il sito web Microchip al link www.microchip.com/Mindi.

Codice MIP 255202

## More Info Please!

Richiedi maggiori informazioni sui contenuti di Fare Elettronica, visita il sito: **www.farelettronica.com/mip**

Oppure compila il modulo "Servizio MIP" ed invialo via fax al numero **02 66508225**

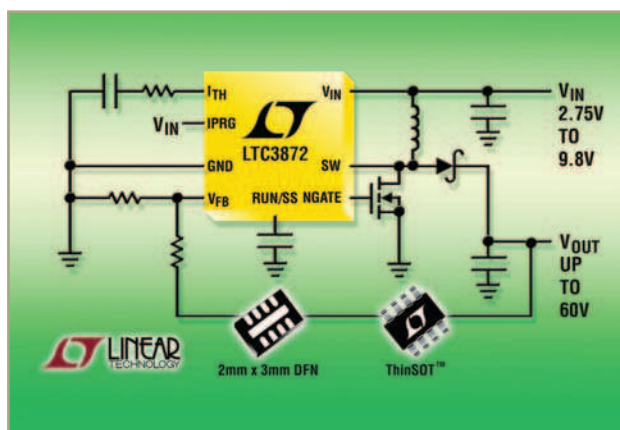
## FAMIGLIA DI SRAM NON VOLATILI AD ALTA VELOCITÀ E RIDOTTE DIMENSIONI

Cypress Semiconductor ha annunciato l'introduzione dei primi modelli di una nuova famiglia di SRAM non volatili (nvSRAM) in grado di memorizzare i dati in assenza di alimentazione senza richiedere la presenza di una batteria esterna. L'eliminazione di questo componente ha permesso alla società di realizzare dispositivi ad alta velocità conformi alle direttive RoHS ospitati in package più piccoli rispetto a soluzioni alternative. Queste nvSRAM sono componenti ideali per tutte quelle applicazioni che richiedono la scrittura continua di dati a elevata velocità e la sicurezza derivata dalla memorizzazione di tipo non volatile, come ad esempio sistemi RAID (Redudant Array of Independent Disks), terminali PoS, misuratori palmari, copiatrici e prodotti elettronici consumer.

Le nuove memorie di Cypress Semiconductor utilizzano una carica memorizzata su un condensatore esterno al posto di una batteria, in modo da consentire la realizzazione dei dispositivi mediante il tradizionale processo di assemblaggio dei PCB, con conseguente riduzione dei costi. Il periodo di mantenimento dei dati minimo garantito è di 20 anni. Caratterizzati da tempi di accesso di 25 ns, le nVSRAM sono disponibili nelle seguenti configurazioni: 1 Mbit/3V, 256 kbit/3V, 256 kbit/5V, 64 kbit/5V e 16 kbit/5V. Contraddistinte da un alto grado di scalabilità, tutte queste configurazioni sono disponibili in package SOIC a 32 pin: le versioni a 256 kbit e 1 Mbit vengono pure offerte in package SSOP a 48 pin.

Nelle applicazioni RAID, le memorie nvSRAM garantiscono un'alta velocità di trasferimento dati abbinata all'integrità degli stessi quando si verificano interruzioni nell'alimentazione.

Nel caso delle copiatrici, l'uso di queste nvSRAM permette di accedere velocemente ai dati ed eliminare il ricorso a una batteria. I misuratori palmari possono avvantaggiarsi della memorizzazione transitoria (buffering) dei dati nelle nvSRAM per accedere in tempi brevi ai dati che vengono caricati sul server.

**Codice MIP 255203**

## BOOST CONTROLLER A 60 V CON ARCHITETTURA NO RSENSE™

Linear Technology Corporation ha presentato l'LTC3872, un controllore DC/DC step-up in corrente con frequenza di esercizio di 550 kHz. L'LTC3872 non richiede una resistenza di rilevamento e consente così di risparmiare spazio sulla scheda e di migliorare l'efficienza. Si tratta di una soluzione estremamente compatta per la conversione della tensione d'ingresso da 2,5 V a

9,8 V fino ad una tensione di uscita elevata. Un valore VOUT di 60 V può essere raggiunto senza un resistore di rilevamento e nei casi in cui questo viene utilizzato, la tensione di uscita è limitata solo dai componenti esterni. L'LTC3872 può facilmente raggiungere correnti di picco elevate, a seconda della scelta del MOSFET esterno. L'elevata frequenza di lavoro del circuito integrato riduce il valore e le dimensioni dell'induttore e dei condensatori. L'ingombro ridotto, abbinato ad un'efficienza operativa del 90%, consentono di fornire un convertitore boost in corrente in un'area molto compatta. Le applicazioni includono alimentatori per telecomunicazioni, sistemi automotive a 42 V, sistemi di controllo industriali a 24 V, alimentatori per telefoni IP e apparecchiature alimentate con batterie al litio. L'LTC3872 pilota un MOSFET a canale N esterno per fornire la corrente di carico con efficienza elevata. L'architettura a controllo in corrente permette inoltre la limitazione della corrente da un ciclo all'altro, un ripple della tensione di uscita molto basso, ridotto disturbo e un'eccellente risposta di linea e alla corrente transitoria di carico. Funzionando in modalità "pulse skipping" con piccoli carichi, viene conservata l'elevata efficienza, mentre la corrente di esercizio di 250 µA e una corrente di shutdown di 8 µA prolungano la durata della batteria. L'LTC3872 fornisce un'eccellente regolazione della linea e del carico sia AC che DC con una precisione della tensione di uscita di ± 1,5%. Funzioni supplementari di protezione del sistema e del circuito integrato includono il soft-start interno che può essere aumentato con un condensatore esterno e l'under voltage lockout. L'LTC3872 viene offerto in un package DFN da 2 mm x 3 mm 8-lead a basso profilo (0,75mm) con funzioni termiche avanzate, oppure nel package ThinSOT™. Il dispositivo ha una temperatura di giunzione nominale compresa tra -40°C e 125°C.

**Codice MIP 255204**

## LEM: NUOVA SERIE DI TRASDUTTORI A MONTAGGIO SU SCHEDA PER MISURE FINO A 100ARMS

LEM: nuova linea LAX 100-NP, una serie di trasduttori miniaturizzati per montaggio su scheda che permettono di misurare fino a 100ARMS.

Questi nuovi sensori ad effetto Hall a loop chiuso possono essere configurati – in base al tipo di connessione su PCB – per misura di corrente fino a 16.67, 25, 33.33, 50 e 100ARMS. Il tipo di progetto adottato permette di semplificare l'integrazione con i moduli di potenza utilizzati nelle applicazioni di pilotaggio e nelle applicazioni ad inverter. Uno stesso trasduttore può essere utilizzato per misurare vari range di corrente, semplificando così il processo di approvvigionamento e le problematiche di magazzino riducendo quindi i costi. L'altezza del nuovo trasduttore è solo 16.35mm. Esso offre una banda massima da DC a 300kHz e un'accuratezza globale migliore dello ±0.91 per cento a una corrente primaria nominale di 100ARMS. L'errore tipico di linearità è dello ±0.06 per cento a 100A mentre la deriva tipica di temperatura è normalmente di 200 microampere da 0 a +70°C. La tecnologia ad effetto di Hall a loop chiuso garantisce l'assenza di perdite di inserzione e un tempo di risposta estremamente rapido (pochi µs). Il trasduttore LAX 100-NP è marcato CE, prevede una garanzia di cinque anni ed è conforme allo standard EN50178: questo prodotto è particolarmente adatto alle applicazioni industriali, per esempio ai drive a velocità variabile, agli UPS, agli SMPS, ai sistemi di condizionamento dell'aria ed agli apparati domestici.

**Codice MIP 255205**

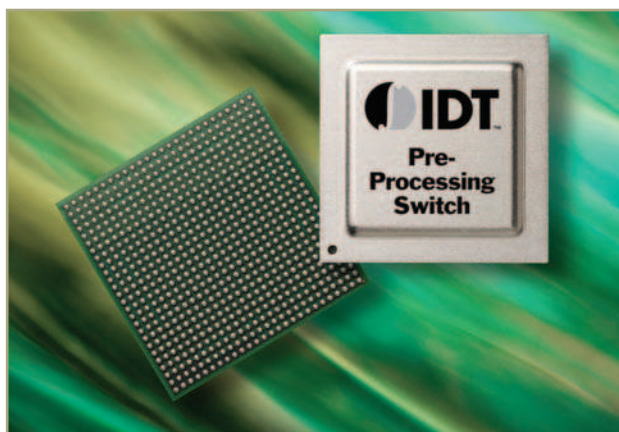
## OPTEK ESPANDE LA FAMIGLIA DEI LEDNIUM LED CON NUOVE COMBINAZIONI IN ROSSO, VERDE E BLU

La TT electronics OPTEK Technology ha incrementato la propria famiglia di Lednium LED; combinando LED rossi, verdi e blu ad alta luminosità

in un package tridimensionale altamente efficace a livello termico con un angolo di visuale di 120°, OPTEK ha così creato ed aggiunto un componente RGB in grado di produrre luce di qualsiasi colore. Questo nuovo prodotto, presentato alla conferenza Lightfair International, è stato definito come serie OVTL09LGM.
"Mescolando I colori rosso, verde e blu, è virualmente possibile creare qualsiasi colore nello spettro visibile, incluso il bianco, senza usare fosforo che non garantisce la stabilità del colore nel tempo, ha detto Richard Saffa, vice presidente di OPTEK Technology's Visible LED Business Unit. "La combinazione di colori RGB permette ai progettisti di utilizzare un solo componente Lednium per illuminotecnica, anche domestica, e applicazioni di illuminazioni a parete (vasche, piscine, ecc.)." "Ulteriori applicazioni per la serie dei componenti RGB Lednium includono sia applicazioni di illuminotecnica da intrattenimento, sia segnali e display interni ed esterni", ha continuato Saffa.
L'assemblaggio RGB Ledium è composto da tre LED rossi, tre verdi e tre blu montati nel package tridimensionale brevettato Lednium a montaggio superficiale che dà al componente caratteristiche di resistenza termica maggiori ed un angolo di visuale totale di 120°.
Il flusso luminoso tipico di un assemblaggio RGB è di 221lm, con un'intensità tipica sull'asse di 68cd. La corrente di uscita è di 1.05A, con un picco di corrente di 3A. Il voltaggio tipico è di 8.6V e la tensione inversa è di 15V. La temperatura massima di giunzione permessa è di 130°C (la resistenza termica media junction-to-board è di 5°C/W) ed il range di temperatura operativa per il componente va da -50°C a +80°C.

I componenti OPTEK della serie Lednium sono disponibili anche in color ambra (595nm, 330lm), blu (467nm, 60lm), verde (524nm, 290lm), rosso (624nm, 247lm) e bianco (250lm). Tutti I colori hanno come caratteristica un angolo pieno di visuale di 120° in lente water clear.

**Codice MIP 255206**

## IDT AUMENTA L'EFFICIENZA DELLE INFRASTRUTTURE WIRELESS DI NUOVA GENERAZIONE GRAZIE AL PRIMO SWITCH CON PRE-PROCESSING DISPONIBILE IN COMMERCIO

IDT™ (Integrated Device Technology, Inc.) annuncia il primo pre-processing switch (PPS) per cluster di DSP (digital signal processor) disponibile in commercio. Ottimizzato per le applicazioni di elaborazione in bandabase wireless e dotato di funzioni d'interconnessione Serial RapidIO® (sRIO), il nuovo PPS IDT 70K2000BR offre un'avanzata soluzione a semiconduttore che integra un innovativo set di capacità di elaborazione a livello di byte e di pacchetto ideato per alleggerire i DSP dalle attività più onerose.
Questo alleggerimento permette di aumentare fino al 20 percento le prestazioni di un DSP all'interno di un cluster, permettendo al processore di concentrarsi sulle pesanti funzioni di elaborazione necessarie per soddisfare le specifiche imposte dalle infrastrutture wireless di nuova generazione. Il PPS è il primo di una serie di prodotti ideati da IDT per offrire una soluzione completa di accelerazione delle funzioni di elaborazione dati a livello DSP e per

alleggerire il carico di altri componenti chiave utilizzati nelle applicazioni di elaborazione sulla bandabase wireless. Tali prodotti permetteranno ai clienti di dare vita a soluzioni convenienti, scalabili e flessibili.
Le attività specifiche svolte dal PPS comprendono funzioni quali la manipolazione a livello di pacchetto o di campione, capacità DMA integrate e la sommatoria di pacchetti provenienti da più sorgenti. L'alleggerimento dalle attività di basso livello permette al DSP di concentrare le sue risorse sugli algoritmi di livello più elevato, consentendo al progettista di offrire – rispetto alla concorrenza - soluzioni proprietarie a più alto valore aggiunto, a fronte di un costo paragonabile o addirittura inferiore. A livello di cluster DSP è inoltre possibile usufruire di una quantità maggiore di canali o di utenti supportati, riducendo – a parità di capacità - i consumi di energia. Grazie all'integrazione delle operazioni di sommatoria, il PPS garantisce la riduzione dei componenti utilizzati, in quanto per svolgere questo compito i sistemi ricorrono normalmente a dei prodotti dedicati. Il PPS offre inoltre delle prestazioni estremamente solide. Questo è testimoniato da un valore di banda interna a supporto delle funzioni di elaborazione della bandabase o delle applicazioni di cluster di DSP che raggiunge i 100 Gbps.
Il PPS IDT prevede anche il supporto per la sincronizzazione di sistema tra le operazioni di input e output. Tale funzione semplifica il funzionamento dei sistemi complessi in bandabase RF, consentendo un passaggio ottimizzato ed efficiente dalle architetture in stile TDM alle architetture "TDM-like" o ai sistemi basati totalmente su soluzioni a pacchetto.
Oltre ad essere dotato di un numero di porte superiore a qualsiasi altra soluzione in commercio, il PPS IDT offre 40 link sRIO bidirezionali caratterizzati da un elevato grado di configurabilità che contempla 10 porte di ampiezza 4x, fino a 22 porte di ampiezza 1x oppure una combinazione di porte 4x e 1x. Ogni porta è programmabile in modo indipendente su velocità di trasmissione di 1.25 Gbaud, 2.5 Gbaud o 3.125 Gbaud nonché su distanze di trasmissione short-haul (chip-to-chip) o long-haul (backplane).

**Codice MIP 255207**

Rubrica di appuntamenti, manifestazioni ed eventi nel mondo dell'elettronica

# Gli eventi di SETTEMBRE 2006

**09-10 SETTEMBRE 2006**
## COMPUTERFEST & RADIOAMATORE
**Fiera di Reggio Emilia**
Organizzazione Compendio Fiere srl
www.compendiofiere.it – Tel. 337.676719
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (€ 7,00)
Codice MIP 255301

**09-10 SETTEMBRE 2006**
## TELERADIO
**Piacenza Expo - Piacenza**
Organizzazione Organizzazione: Piacenza Expo
www.piacenzaexpo.it – Tel. 0523.602711
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (€ 6,00)
Codice MIP 255302

**14-17 SETTEMBRE 2006**
## TOP AUDIO & VIDEO SHOW
Un appuntamento di riferimento per gli appassionati di Alta Fedeltà e Video, si presenta così il Top Audio & Video Show. L'evento prevede non solo l'esposizione di prodotti delle nuove tecnologie, ma anche musica dal vivo, seminari, conferenze, incontri e proiezioni di inediti DVD. In un percorso studiato ed accessibile anche ai disabili, sarà possibile provare i migliori display e videoproiettori e testare con le proprie orecchie le ultime innovazioni in fatto di impianti audio.
*Informazioni utili:*
**Centro Congressi Quark Hotel - Milano**
Organizzazione APAF
www.topaudio.it – Tel. 02.48014111
Orario dalle 9:30 alle 19:00 (ingresso gratuito)

*Incontra Inware Edizioni*

Codice MIP 255303

**16-17 SETTEMBRE 2006**
## EXPO ELETTRONICA CESENA
Expo Elettronica è la mostra mercato dedicata all'elettronica e punto d'incontro fra "antiquariato tecnologico" e applicazioni "futuribili". Parallelamente si svolge Colleziosa, mercatino per oggetti da collezione.
*Informazioni utili:*
**Cesena Fiera – Cesena (FC)**
Organizzazione Blu Nautilus
www.blunautilus.it - Tel. 0541.439573
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (€ 6,00)
Codice MIP 255304

**16-17 SETTEMBRE 2006**
## ELETTROROMA
**Paola Cavicchi Zona industriale Ciampino (Roma)**
Organizzazione Gedit
www.blunautilus.it - Tel. 0541.439573
Orario dalle 9:00 alle 13:00 e dalle 15:00 alle 18:00
Codice MIP 255305

**20-23 SETTEMBRE 2003**
## BIAS 2006

BIAS si riconferma la fiera più importante in Europa e leader a livello mondiale, proponendosi come l'appuntamento internazionale di riferimento del 2006 per ampi settori del panorama industriale. BIAS presenta l'offerta completa per: **Factory & Process Automation, Strumentazione, Elettronica Industriale.**
*Informazioni utili:*
**Fiera di Milano – Rho (MI)**
Organizzazione Fiere & Mostre Srl (www.bias.it)
Orario dalle 10:00 alle 18:30
Ingresso gratuito

*Incontra Inware Edizioni*
*Pad. 9 Stand S15*

Codice MIP 255306

Sei l'**organizzatore** di una manifestazione del settore?
Registrala all'indirizzo **www.farelettronica.com/eventi** e sarà pubblicata gratuitamente in questo spazio!

Se sei un **espositore** e vuoi comparire gratuitamente in questo elenco, registrati all'indirizzo **www.farelettronica.com/eventi**

## 27-28 SETTEMBRE 2006
## TECNOFORUM – NANOFORUM 2006

**Tecnoforum** (www.tecnoforum.it) è una Conference & Exhibition dedicata al mondo delle tecnologie innovative e dei servizi a favore delle PMI nei settori della protezione pubblica-ambientale, gestione delle fonti energetiche (in particolare rinnovabili e/o alternative) e delle infrastrutture e trasporti. Grazie alla stretta collaborazione con il Politecnico di Milano, la manifestazione sarà ospitata nei giorni 27 e 28 settembre presso la Sede Bovisa del Politecnico di Milano, contemporaneamente alla seconda edizione di **Nanoforum** (www.nanoforum.it), un altro evento di sicuro interesse orientato alla promozione di ricerche e soluzioni aziendali nel campo delle micro e nanotecnologie.
L'iniziativa, già patrocinata dalla Presidenza del Consiglio dei Ministri, dal Ministero delle Attività Produttive e dal Ministro delle Innovazioni Tecnologiche, vuole essere un momento di incontro tra diversi Operatori industriali (Imprenditori e Manager interessati all'innovazione di processi e/o prodotti a favore di PMI), Società di Servizi (Finanza, Brevetti, ...), Spin off e Start up innovative con i Rappresentanti del mondo accademico e della ricerca.
*Informazioni utili:*
**Politecnico di Milano - Sede Bovisa - Milano**
Organizzazione ITER (Tel. 02.2831161)
www.tecnoforum.it – www.nanoforum.it
Orario dalle 9:00 alle 17:00 (ingresso gratuito)

*Incontra Inware Edizioni* 



**Codice MIP 255307**

## 28-29 SETTEMBRE 2006
## BIOMETRICA 2006

Durante le due giornate di Convegno di Biometrica 2006 si farà il punto della situazione sul reale utilizzo che si sta facendo oggi, in Italia e nel mondo, della Biometria sia nella Pubblica Amministrazione, sia nelle Banche sia nelle Aziende. Dopo un'approfondita introduzione sulle caratteristiche dei sistemi biometrici e le relative tecnologie, sull'impatto della Legge sulla Privacy sull'utilizzo delle apparecchiature Biometriche, si parlerà, anche grazie a testimonianze concrete, delle potenzialità offerte dalla Biometria sia per la Sicurezza Fisica sia per la Sicurezza Logica.
Alla Mostra, invece, i partecipanti potranno visitare numerosi Stand, confrontarsi e chiedere informazioni ai fornitori di tecnologie e sistemi biometrici.
*Informazioni utili:*
**Starhotel Business Palace – Milano**
Organizzazione Istituto Internazionale di Ricerca
www.iir-italy.it/valigia/iir009/a2832wfarelettr.pdf
Tel. 02.83847288
Orario dalle 8:30 alle 17:30 (€ 295,00)

**Codice MIP 255308**

## 30 SETTEMBRE – 01 OTTOBRE 2006
## RADIANT AND SILICON

**Parco Esposizioni Novegro - Segrate (Mi)**
Organizzazione Comis
www.parcoesposizioninovegro.it - Tel. 02.7562711
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (€ 8,00)

*Incontra Inware Edizioni* 



**Codice MIP 255309**

## 30 SETTEMBRE – 01 OTTOBRE 2006
## COMPUTERFEST & RADIOAMATORE

**Malpensa Fiere - Busto Arsizio (Varese)**
Organizzazione Compendio Fiere srl
www.compendiofiere.it – TEl. 337.676719
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (€ 6,00)

**Codice MIP 255310**

Dalla Redazione di Fare Elettronica una raccolta di idee ed applicazioni da tenere sempre a portata di mano.

# Idee di progetto

## 11 DUPLICATORE DI FREQUENZA FINO A 150 MHZ

Il circuito in figura 1 sfrutta la rapidità dell'amplificatore a feedback di corrente U1 e la precisione dell'amplificatore differenziale U2 per ottenere un raddrizzamento full-wave del segnale a radiofrequenza di ingresso. L'alimentazione può essere singola o duale a +/-9V.

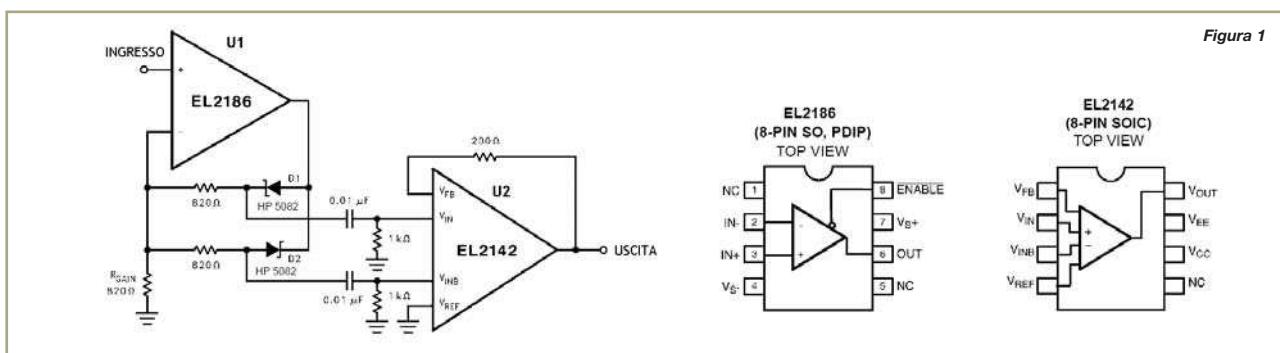



Figura 1

## 12 CIRCUITO PER CURRENT SENSING

Il circuito mostrato in figura 2 descrive la configurazione a current sensing che impiega l'integrato driver IR2121 e il MOSFET di potenza Hexsense IRC640.

Lo schema consente un risparmio nei consumi, in quanto solo una frazione della corrente di drain fluisce attraverso il pin di sensing del MOSFET. La resistenza R2 viene scelta in proporzione alla corrente di overload ammessa nel circuito di carico.

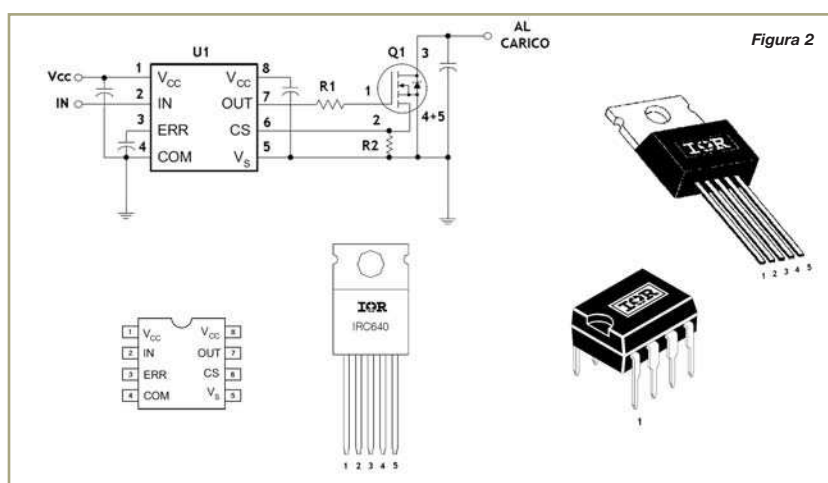



Figura 2

## 13 CIRCUITO PER PILOTARE LED DI DIVERSI COLORI

Il circuito di figura 3 consente di pilotare gruppi di led di differenti colori per mezzo dei transistor Q1-Q4, che operano con il principio dello specchio di corrente. Questa tecnica elimina la necessità di resistenze di limitazione in serie ai led e richiede un'unica sorgente di alimentazione. La luminosità dei led viene regolata tramite il pin ADJ dell'integrato convertitore switching U1.

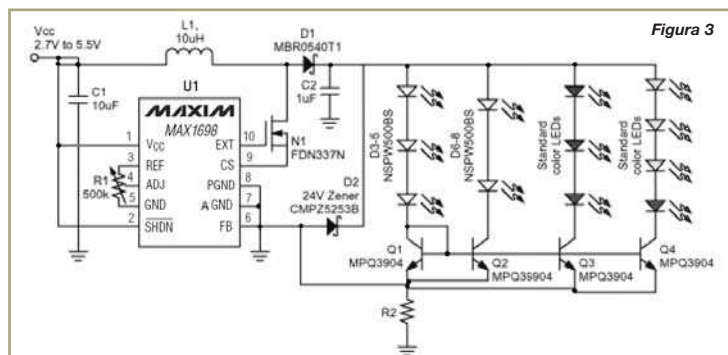



Figura 3

## Avete una richiesta particolare?

Scrivete a:

MAILBOX REDAZIONE DI FARE ELETTRONICA
Inware Edizioni s.r.l.
Via Cadorna, 27/31 - 20032, Cormano (MI)

*Oppure inviate un'email a:* mailbox@farelettronica.com



## 14 CIRCUITO PER PILOTARE LED OMOGENEI

Nel caso in cui si debbano pilotare led tutti dello stesso tipo senza fare ricorso al metodo a specchio di corrente, come nel circuito di figura 4, si possono impiegare opportune resistenze di limitazione in serie ai gruppi di led. La resistenza RFB fornisce all'integrato la tensione di feedback per la regolazione.
La tensione di alimentazione è di 3,3V e il sistema può essere disabilitato mediante il pin SHDN.

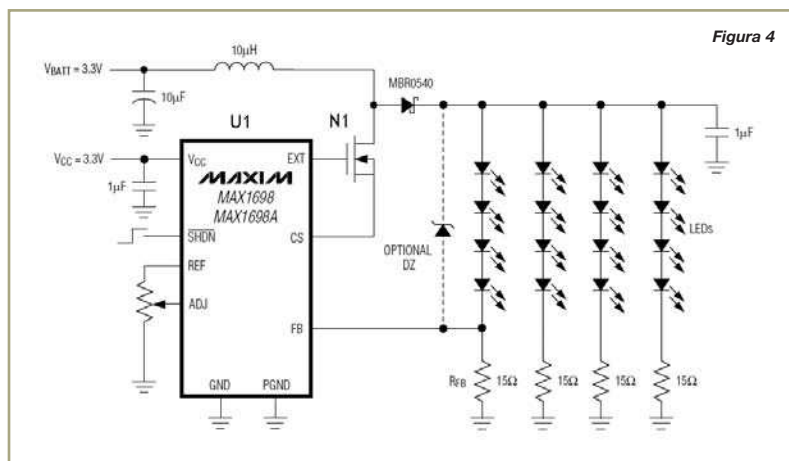



Figura 4

## 15 CONVERTITORE DC/DC LOW VOLTAGE-LOW COST

Il controllore integrato IRU3037 è indicato per realizzare regolatori sincroni tipo "Buck" a basso costo per la conversione DC / DC on board.
Con la migrazione dei sistemi ASIC verso tensioni di alimentazione a 1.8V (o inferiori) e requisiti di corrente oltre 3A, i tradizionali regolatori lineari possiedono scarsa efficienza se utilizzati con alimentazioni di ingresso pari a 5V o 3.3V.
L'IRU3037, insieme ad un MOSFET dual N-channel come l'IRF7301, fornisce una soluzione a basso costo per tali applicazioni.

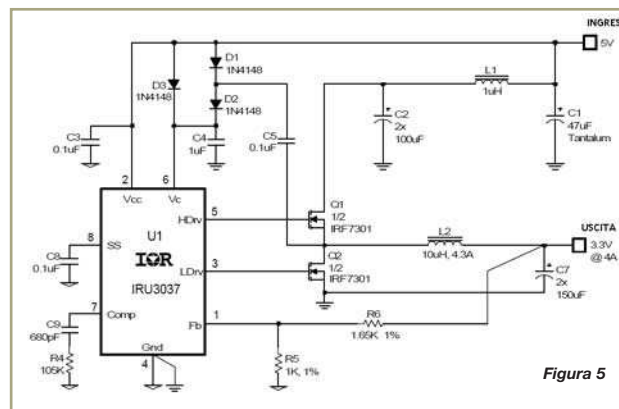



Figura 5

## 16 CIRCUITO AD ALTA EFFICIENZA PER PILOTARE LED OMOGENEI

Nello schema di figura 6 viene ridotta la dissipazione di potenza entro la resistenza di sensing R2 e nelle resistenze di limitazione R5 e R6, mediante l'impiego dell' amplificatore operazionale U2.
Questo, introducendo un guadagno di circa 16 sul segnale di sense, migliora l'efficienza del circuito e consente di ridurre i valori delle resistenze impiegate. L'alimentazione può variare tra 2,7V e 5,5V.

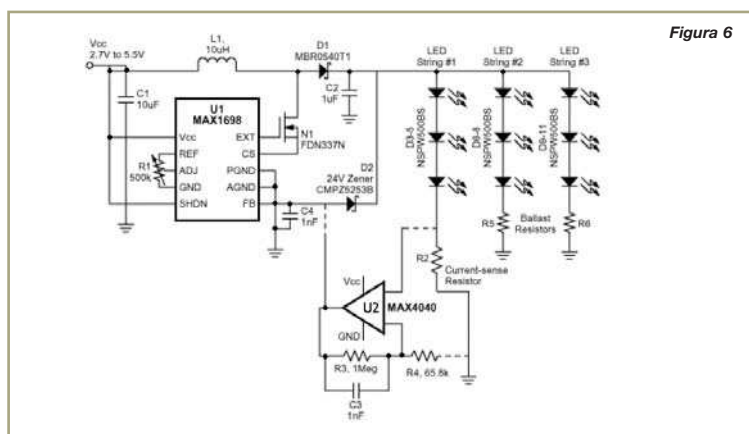



Figura 6

## 17 DRIVER SERIALE PROGRAMMABILE PER DISPLAY A LED

L'AS1100 è un integrato driver per display numerici a sette segmenti (LED) di ampiezza fino a 8 digit, prodotto da Austria Microsystems. La modalità di funzionamento è programmabile per mezzo di una convenzionale interfaccia seriale a 4 fili gestibile a microprocessore ed è mantenuta in una memoria interna a 64 bit non volatile. Il dispositivo contiene un decoder BCD e la necessaria circuiteria di scansione multiplexata per le cifre. La gestione è tale che ciascun segmento può essere indirizzato e rinfrescato separatamente.
Come visibile dallo schema in figura 7, è richiesta una sola resistenza esterna, necessaria per settare il valore di corrente da far scorrere nel display. La luminosità viene controllata in modo analogico o digitale. Il dispositivo, in modalità power-down, assorbe solo 20µA. Disponibile in package a 24 pin dual-in-line e SOIC. L'esempio di figura 8 mostra un impiego alternativo del AS1100 per pilotare una matrice a LED da 8x8 punti. Le colonne di LED sono disposte con il catodo in comune e vengono collegate alle uscite DIG0-7. Le righe fanno capo ai drivers dei "segmenti". Ciascuno dei 64 punti può essere comandato separatamente. Per gestire più matrici a LED è sufficiente collegare altrettanti integrati in cascata.

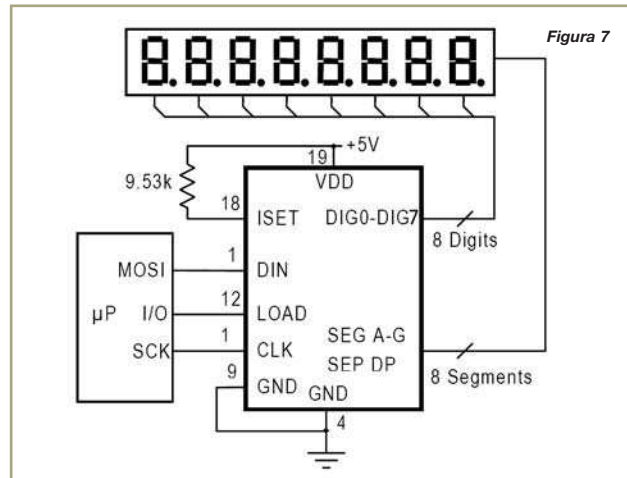



Figura 7

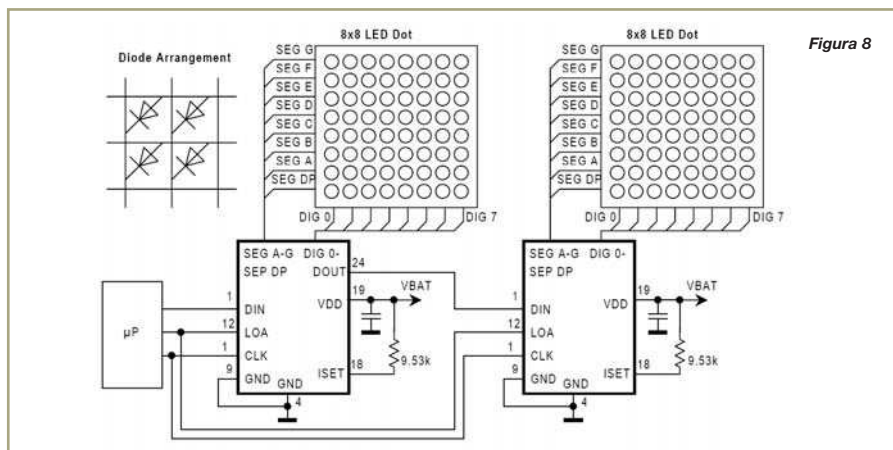



Figura 8

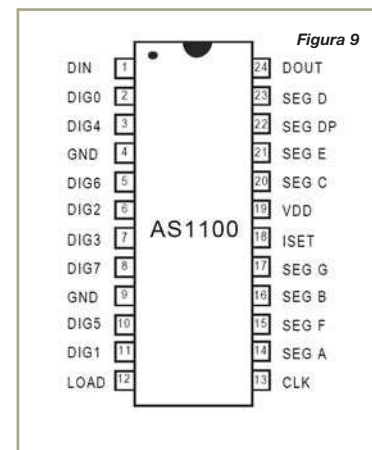



Figura 9

## 18 VCO CON AMPLIFICATORE OPERAZIONALE

Il circuito in figura 10 realizza un oscillatore controllato in tensione con il classico operazionale LM358. La tensione di comando di ingresso può variare nel range da 0 a 2*(V+ -1.5) Volt.

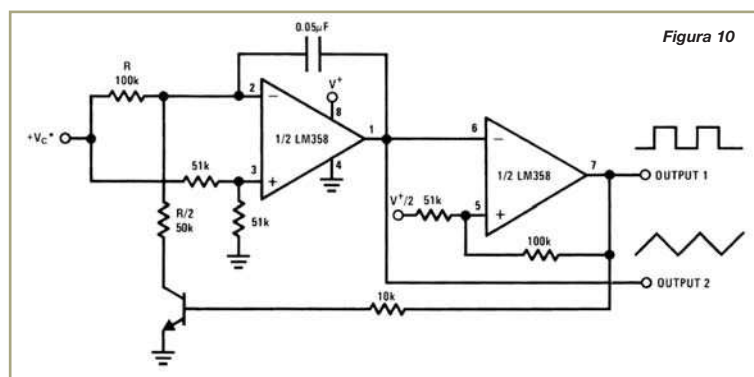



Figura 10

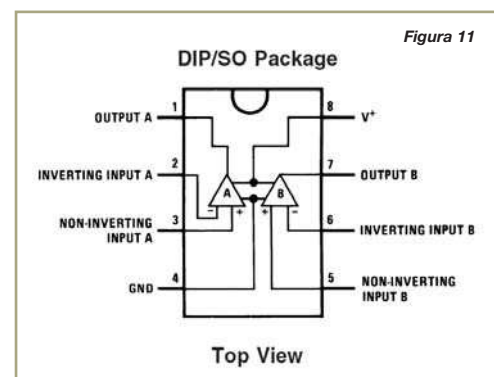



Figura 11

## 19 CONVERTITORE TEMPERATURA-PWM

Il circuito di figura 12 utilizza l'integrato National LM3524 per convertire l'uscita di un trasduttore di temperatura LM135 in un segnale PWM che può essere successivamente misurato da un sistema di acquisizione digitale a microprocessore.
Il circuito trasforma un segnale da 0.1V a 5V in un impulso di durata da 0 a 500 ms.

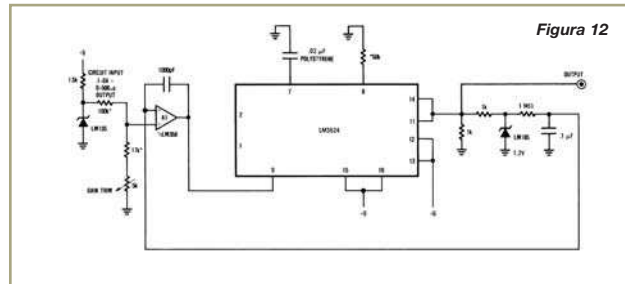



*Figura 12*

## 20 REGOLAZIONE A LUMINOSITÀ COSTANTE PER LAMPADE A INCANDESCENZA

Il circuito in figura 13 utilizza la tensione ai capi del fotodiodo D per mantenere costante la luminosità della lampada a bulbo L.
L'integrato National LM3524 genera un segnale PWM che pilota il transistor Q (2N2219) in quale chiude il loop di regolazione. Il potenziometro RV serve alla regolazione dell'intensità della lampada.

*Figura 13*

# Ruota "conta metri"

*Un semplice progetto dall'indubbia utilità, realizziamo una ruota adibita alla misurazione delle distanze. Una sorta di metro elettronico per misurare spazi fino ad un chilometro, ideale quindi per vaste superfici.*



Capita a volte di dover prendere misure abbastanza precise. Se il calcolo è effettuato in casa, per brevi tratti, la miglior soluzione resta il metro a rullo. Ma se le distanze cominciano ad aumentare, occorre una soluzione alternativa.
La ruota conta metri qui presentata risolve proprio l'esigenza di misurare o verificare lunghi tragitti, con buona precisione. Il tutto affiancato dall'ormai fedele ed intramontabile microcontrollore PIC16F84.

## IL PROGETTO

Il progetto è di semplicissima concezione. Utilizza infatti una semplice ruota, opportunamente misurata, quale "base" di lunghezza. Un microcontrollore appositamente predisposto "conta" il numero dei giri compiuti dalla ruota per coprire la distanza da misurare, quindi risale alla lunghezza del tragitto percorso effettuando il calcolo di conversione (giri/metri). Il risultato viene visualizzato su display a sette segmenti.

La parte meccanica è costituita dalla ruota, dal mozzo, dalla forcella e dal manico. Nei successivi paragrafi saranno approfondite, una per una, tutte le componenti con l'aggiunta delle relative illustrazioni.

## LA PARTE MECCANICA

Anche se di semplicissima concezione, la struttura meccanica comporta molta precisione e attenzione nella sua realizzazione. È composta dalle seguenti componenti:

- La ruota
- Il mozzo
- La forcella
- Il manico

Esaminiamo in dettaglio le varie parti, tutte di facilissima reperibilità e costruzione.

### La ruota

Costituisce naturalmente la parte mobile del progetto. Per questo motivo il suo moto circolare deve risultare il più possibile "leggero", uniforme e senza movimenti laterali. Si utilizza, allo scopo, una normale ruota per bicicletta da bambino (figura 1) che, con un po' di fortuna, si può anche trovare senza spendere soldi. Il diametro medio di questo tipo di ruota è all'incirca di 26-30 cm, con una circonferenza corrispondente di circa 86 cm. Lo spessore della gomma è di circa 35 mm. Due raccomandazioni circa il suo materiale e la sua composizione:

1. Preferite un sistema a raggi di plastica, poiché più leggero;
2. Procurate una ruota senza camera d'aria ma completamente riempita di gomma, onde evitare una possibile alterazione della pressione interna con conseguente variazione della circonferenza.

### Il mozzo

È l'elemento che permette l'unione della ruota

# con PIC

di Giovanni Di Maria

alla forcella, consentendone la libera rotazione. È formato da un asse filettato, e dai relativi bulloni e rondelle di fissaggio. Le misure utilizzate nel prototipo prevedono una barra dalla lunghezza di 9 cm e dal diametro di 7 mm (figura 2).

## La forcella

Rappresenta l'elemento che consente il fissaggio della ruota all'intera struttura, per il suo corretto movimento. Abbiamo utilizzato, per lo scopo, due piastrine forate di alluminio zincato, sia per motivi economici che di libertà di lavoro. Occorre solo aumentare il diametro del foro terminale per consentire il passaggio del mozzo; in questa maniera si potrà fissarlo agevolmente con dei bulloni. Sono state utilizzate due piastrine dalle dimensioni di 20 cm x 8 cm x 2 mm, ma tali misure potranno mutare in base alle specifiche esigenze. Si assicurino al mozzo le due piastre, intercalate dai rispettivi bulloni, e infine si stringa il tutto con le chiavi inglesi.

**Figura 1** *La ruota utilizzata*

Nel prossimo paragrafo si vedrà come fissare il gruppo forcella al manico.

## Il manico

Il materiale utilizzato è il legno, molto economico e, soprattutto, leggero e semplice da lavorare. Il manico si compone di due parti: il reggiforcella e il manico vero e proprio.
La prima è adibita semplicemente alla solida tenuta delle due piastre della forcella, ed è costituito da un semplice parallelepipedo, dalle dimensioni medie di 8 cm x 8,5 cm x 4 cm.
Dimensioni che naturalmente possono cambiare secondo i casi. Il blocco è avvitato saldamente alle piastrine mediante alcune viti per legno.
La seconda non è altro che un'asta utilizzata per il comodo trascinamento dell'apparecchio sull'area da misurare. Il manico è incollato al blocco con della colla vinilica, che assicura un'ottima presa, in qualsiasi condizioni ambientali.
Inoltre è consigliato il fissaggio di una bacchetta di legno orizzontale alla sommità del manico, per permetterne la presa in maniera comoda ed agevole, senza la possibilità che la ruota possa ribaltarsi. Essa può essere fissata attraverso l'azione concomitante della colla vinilica e di una vite da legno.
Per il miglior risultato estetico si consiglia la verniciatura a smalto nero o altro colore gradevole; anche l'occhio vuole la sua parte.

**Figura 2** *Il mozzo della ruota*

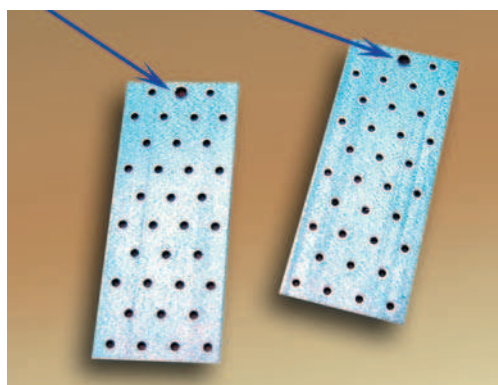



**Figura 3** *Gli elementi della forcella*

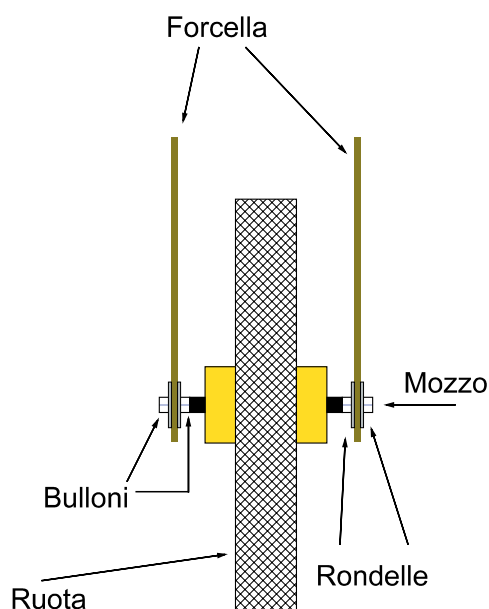



*Figura 4* Vista in pianta della ruota e della forcella

*Figura 6* L'intero prototipo in 3D

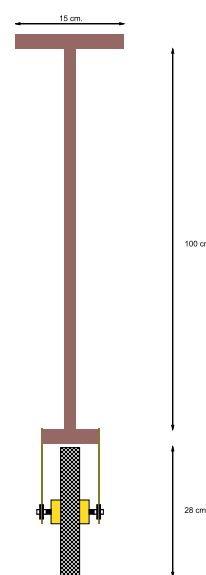



*Figura 7* Vista wire-frame e quote dell'intero prototipo (profilo)

*Figura 5* Vista 3D del reggi forcella in legno

| Elenco componenti (parte meccanica) |
|---|
| Ruota di bicicletta in gomma ( Ø 28 cm circa) |
| Mozzo in ferro da 9 cm x 7 mm |
| 4 rondelle (Ø 20 mm esterno e Ø 9 mm interno) |
| 4 Bulloni da 7 mm. |
| 2 piastre in alluminio zincato forate (20 cm x 8 cm x 2 mm) |
| Parallelepipedo in legno da 8 cm x 8,5 cm x 4 cm |
| Manico in legno da 2 cm x 2 cm x 100 cm |
| Maniglia in legno da 2 cm x 2 cm x 15 cm |
| Viti da legno |
| Colla vinilica |
| Vernice a smalto nera o altro colore |

Il lettore, seguendo le numerose illustrazioni dell'articolo, non troverà alcuna difficoltà nella realizzazione della parte meccanica. Per migliorare l'estetica si può tuttavia utilizzare l'alluminio zincato, sottoforma di tondini opportunamente dimensionati.

## LA PARTE ELETTRONICA

È composta dalle seguenti componenti: il rilevatore di giro (contatto Reed) e l'unità di elaborazione.
La prima, sistemata sulla ruota, permette la rilevazione del giro, comunicandolo alla unità intelligente. La seconda, coordinata da un microcontrollore, conta, converte e visualizza i risultati sul display a sette segmenti.

### Il contatto Reed

È un interruttore che si chiude in presenza di un campo magnetico nelle immediate vicinanze. Internamente è costituito da due lamine, distanziate di pochi decimi di millimetri, che terminano con due contatti. Le lamine sono racchiuse in un bulbo di vetro pieno di gas. In presenza di un forte campo magnetico, le lamine tendono ad avvicinarsi, chiudendo il contatto e, quindi, l'interruttore. In commercio molti modelli sono forniti di due unità separate: il contatto vero e proprio ed il magnete. L'estetica elegante ed accattivante consente la relativa sistemazione anche "a vista" in qualsiasi punto.
Il suo utilizzo nel nostro prototipo è quello di rilevatore di giro, ossia ad ogni rivoluzione della

ruota, esso chiuderà i propri contatti, comunicandolo al microcontrollore. Occorre sistemare in un punto "strategico" le due parti, in modo da non ostacolare la rotazione della ruota ma tale da garantire la corretta attivazione. In ogni caso non conviene mai superare la distanza di un centimetro. La collocazione può essere effettuata utilizzando della colla a caldo a presa rapida, che assicura una buona aderenza anche in presenza di forti vibrazioni. Una volta che questo è stato fissato sulla ruota, occorre verificarne la corretta commutazione. A tale scopo si colleghino i puntali di un tester o, meglio ancora, di un oscilloscopio (in posizione "prova componenti") tra i terminali **Com** e **N.A.** del contatto Reed. Si osserverà un netto cambio di stato ad ogni giro di essa. Se ciò non dovesse accadere, sarà sufficiente avvicinare il magnete al sensori di alcuni millimetri.

***Figura 8*** *L'interruttore Reed utilizato*

### L'unità di elaborazione

È il vero e proprio "cervello" dell'applicazione, in quanto sovrintende a tutte le operazioni matematico-logiche della procedura. È naturalmente supportata da un microcontrollore, che consente, con relativa semplicità, di prevedere tantissime tipologie di operazioni, tutte on-chip. È organizzata in due circuiti diversi, per permetterne una modularità e semplicità allo stesso tempo: la centralina di comando ed il display vero e proprio. Nei successivi paragrafi saranno approfondite le due unità, in maniera teorica e pratica.

## SCHEMI ELETTRICI

Esaminiamo adesso i due schemi elettrici che compongono il circuito generale. Si è scelta questa strada per evitare complicazioni nella realizzazione e, soprattutto, per "evitare" la realizzazione di un circuito stampato a doppia faccia, sicuramente complicato per chi inizia da poco a lavorare con l'elettronica.

### L'unità base

Lo schema elettrico risulta alquanto semplice, dal momento che tutte le operazioni critiche del pro-

## IL CONTATTO REED

È un interruttore che si chiude in presenza di un campo magnetico nelle immediate vicinanze (di solito un magnete permanente). Internamente è costituito da due lamine, distanziate di pochi decimi di millimetri, che terminano con due contatti. Le lamine sono racchiuse in un bulbo di vetro pieno di gas inerte. In presenza di un forte campo magnetico, le lamine tenderanno ad avvicinarsi, chiudendo il contatto e, quindi, l'interruttore. I modelli commerciali consentono di disporre contemporaneamente del contatto normalmente aperto e normalmente chiuso, soddisfacendo praticamente qualsiasi esigenza. In aggiunta, la confezione comprende due unità separate: il contatto vero e proprio ed il magnete.
Dal momento che i contatti non sono sottoposti a significative fonti d'attrito, essi possono essere utilizzati praticamente all'infinito (sono garantiti addirittura più di 200 milioni di commutazioni on-off). In aggiunta, anche il problema del rimbalzo è quasi completamente inesistente, in quanto la forza d'attrazione tra le lamine è molto elevata.
In campo pratico è molto utilizzato negli antifurti e nei circuiti di rilevamento per avvicinamento e prossimità.
Altri vantaggi derivanti dal suo utilizzo sono: facilità d'uso, dimensioni molto ridotte, rilevazione senza contatto elettrico diretto (quindi isolato), protezione da agenti atmosferici, essendo ermeticamente chiuso.
Anche la velocità di commutazione è abbastanza alta raggiungendo, in alcuni modelli, anche 500 commutazioni al secondo.

totipo sono effettuate dal microcontrollore. La tensione di 9 o 12 Volt, collegata al morsetto X1, ed erogata tramite l'interruttore su X2, viene regolata a 5 Volt da IC2, un classico 7805. I condensatori poliestere C1 e C2 evitano eventuali auto oscillazioni. Tale tensione va ad alimentare il microcontrollore PIC16F84 (IC1). Il piedino 4 (reset) risulta forzato a +Vcc attraverso la resistenza di pull-up R2, che ne permette pertanto il corretto funzionamento.

**Una nota importante**: dal momento che il prototipo non ha bisogno di una base dei tempi precisa, e quindi di una sequenza temporale esatta, non è stato previsto il classico quarzo da 4 Mhz. Al suo posto è stata invece adottata la configurazione ad oscillazione mediante rete RC (R1 e C3) che assicurano una perfetta compatibilità con il cristallo.

Il piedino RB7 del micro, è configurato quale ingresso, essendo collegato al contatto Reed presente sulla ruota. Ad ogni passaggio, quest'ultimo, chiudendo i propri contatti, porta a livello logico alto il piedino in questione (altrimenti posto a livello basso tramite la resistenza di pull-down R11). La rete RC formata da R10 e C4 assicura l'assenza di rimbalzi nei contatti del Reed, anche se, in questo caso, tale interruttore "smorza" abbastanza efficacemente eventuali tracce di

*Figura 9* Il sensore ed il magnete montati sulla ruota e sulla forcella

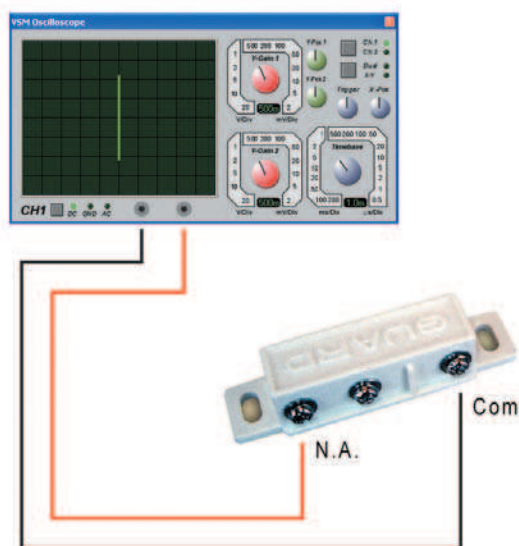



*Figura 10* La verifica della corretta commutazione

| Elenco componenti (dell'unità base) | |
|---|---|
| C1, C2 | 100 nF poliestere |
| C3 | 22 pF ceramico |
| C4 | 10 nF poliestere |
| C5 | 100 µF 25 V elettrolitico |
| IC1 | PIC16F84 |
| IC2 | 7805 |
| Q1÷Q3 | BC547 |
| R1 | 4,7 KΩ 1/2 W |
| R2 | 10 KΩ 1/2 W |
| R3÷R9 | 330 Ω 1/2 W |
| R10 | 1 KΩ 1/2 W |
| R11÷R14 | 10 KΩ 1/2 W |
| R15 | 47 Ω 1/2 W |
| X1÷X3 | Morsetto a 2 posti da C.S. |
| X4 | Buzzer 5-12 Volt piezo |
| X5 | Morsetto a 7 posti da C.S. |
| X6 | Morsetto a 3 posti da C.S. |
| | Pila 9 Volt |
| | Interruttore a levetta |
| | Contatto Reed |

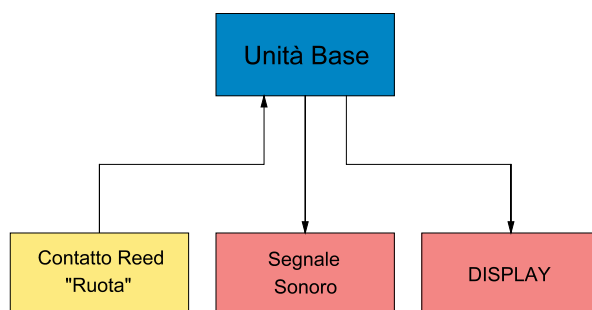



*Figura 11* Schema a blocchi del prototipo

*Figura 12* *Schema elettrico dell’unità base*

“rumore” elettrico.
I piedini RB0, RB1, RB2, RB3, RB4, RB5, RB6 attivano invece, attraverso le proprie resistenze di limitazione, i display a sette segmenti presenti nel secondo circuito.
Le porte RA0, RA1, RA2 portano sequenzialmente in saturazione i tre transistor, attraverso le resistenze di polarizzazione di base (R12, R13, R14) assicurando la corretta illuminazione dei display con la tecnica del multiplexing. Un solo display sarà infatti illuminato in un certo istante di tempo.
Infine la porta RA3, configurata quale uscita, pilota un piccolo buzzer, quale monitor di giro della ruota. La resistenza R15, limita la corrente, abbassando il volume del suono. Potete ritoccare lievemente tale valore, per modificare l’ampiezza del segnale acustico. Il condensatore elettrolitico C5 “smorza” eventuali fluttuazioni o piccole extratensioni transitorie che potrebbero verificarsi durante la produzione del suono. Non dimentichiamoci infatti che si tratta pur sempre di componenti piezo o con presenza di induttanze o simili.

## Il Display

Lo schema elettrico del display è semplicissimo, ma il relativo sbroglio su pcb risulta alquanto critico, poiché il collegamento in parallelo dei componenti implica un numero di piste veramente elevato. Per questo motivo, sono state utilizzate le resistenze (tutte da 1 ohm) considerate, a tutti gli effetti, dei semplici ponticelli. La realizzazione, in questo modo, risulta quasi a doppia faccia.
Il segnale positivo veicolato dal morsetto X1, è portato contemporaneamente sui tre display, ma grazie al singolo pilotaggio di ciascuno di essi, uno solo risulta illuminato in un dato momento (multiplexing). Il connettore X2 collega i catodi dei display ai collettori dei transistor di pilotaggio, presenti nel primo schema elettrico.

*Figura 13 Schema elettrico dell'unità display*

## Montaggio elettrico

Il montaggio è molto semplice anche se implica molta attenzione. Occorre innanzitutto realizzare i due circuiti stampati. Si consiglia vivamente di utilizzare la tecnica della fotoincisione, specialmente per il PCB dei display. Le piste del secondo circuito stampato sono infatti molto sottili. Realizzate le basette occorre praticare dei fori con punta di trapano da 0,8 mm oppure da 1 mm. Si può così procedere alla saldatura dei componenti elettronici, iniziando naturalmente da quelli a basso profilo, quali resistenze, condensatori, zoccoletti e altro, per poi "passare" a quelli di *profilo* maggiore, quali i morsetti, i transistor ed il regolatore di tensione. Applicare infine il microcontrollore (già programmato naturalmente) sull'apposito zoccolo. La stessa procedura si segua per lo stampato relativo ai display. Naturalmente occorre prestare anche molta attenzione ai componenti polarizzati, quali condensatori, transistor e display. Utilizzate un piccolo saldatore da circa 30 W, facendo attenzione a non surriscaldare i componenti elettronici, che mal sopportano un eccesso di calore.

| Elenco componenti (parte elettronica del display) | |
|---|---|
| DIS1÷DIS3 | Display a 7 segmenti a catodo comune |
| R1÷R21 | 1 ohm oppure ponticelli (reofori) |
| X1 | Morsetto a 7 posti da C.S. |
| X2 | Morsetto a 3 posti da C.S. |

*Figura 14 Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame) dell'unità base*

## L'unico ponticello aggiuntivo

Non dimenticate di saldare un piccolo spezzone di filo, quale ponticello, sul lato rame della basetta dei display. Lo sbroglio automatico non ha infatti permesso la totalità delle connessioni. Per fortuna è sufficiente un solo collegamento per assicurare la corretta illuminazione dei display.

## Connessioni e cablaggio

Occorre a questo punto collegare fra loro tutte le parti elettriche del prototi-

**Figura 15** *Piano di montaggio dell'unità base*

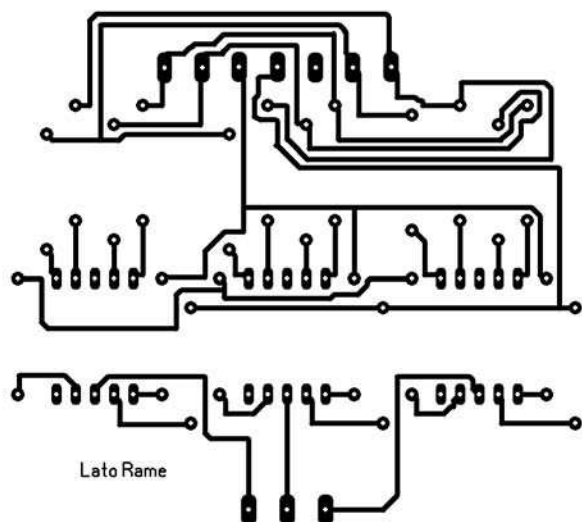



**Figura 16** *Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame) dell'unità display*

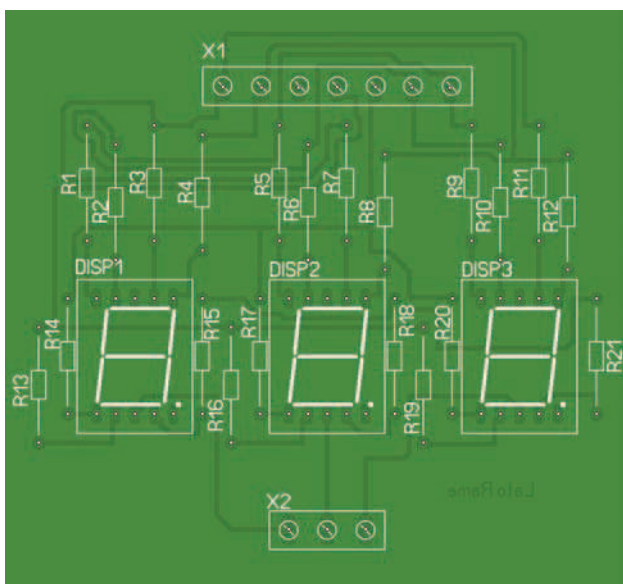



**Figura 17** *Piano di montaggio dell'unità Display*

po. Non dovrebbe essere difficile seguendo le illustrazioni riportate.

## Inscatolamento e messa in opera

L'ultima fase meccanica da effettuare è quella dell'inscatolamento e della relativa messa in opera del prototipo. Si può utilizzare, allo scopo, una normale scatola di derivazione elettrica in plastica, dalle opportune dimensioni. Questa si può fissare sul manico di legno, ad una altezza conveniente, utilizzando della colla a caldo. Inoltre l'orientamento del contenitore dovrà per-

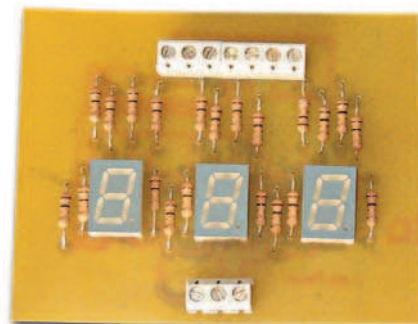
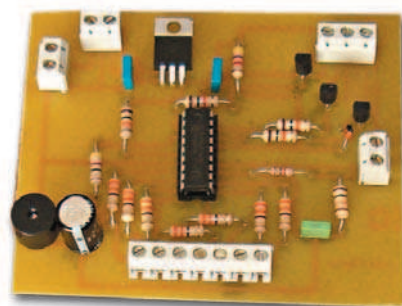



**Figura 18** *Le basette complete*

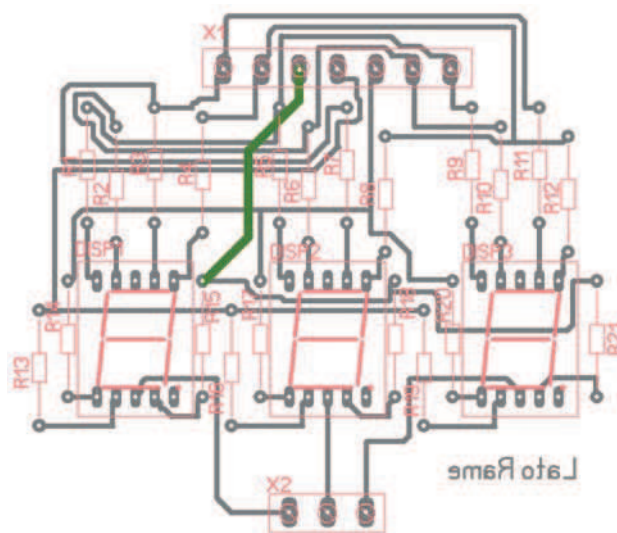



**Figura 19** *Il ponticello da saldare sul PCB*

mettere una corretta lettura dei display a chi manovra lo strumento, quindi visibile dall’operatore (display capovolti).

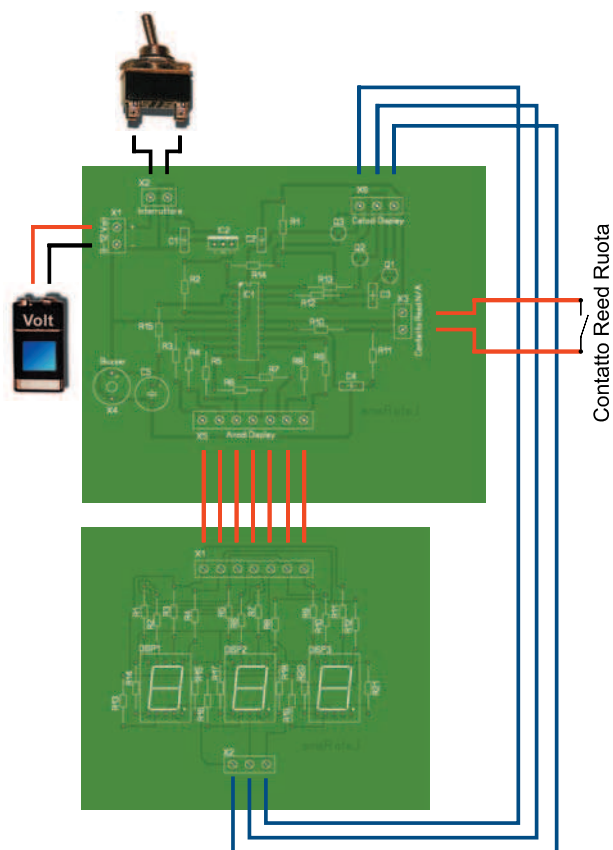



Figura 20 Il cablaggio dei circuiti

Figura 21 Il prototipo inscatolato

Si colleghi quindi, attraverso un cavo bipolare, il contatto Reed, presente sulla ruota, con l’ingresso sulla piastra base. Con del nastro adesivo nero si può tenere aderente il cavo al manico di legno. Infine, per chi lo volesse, si può incollare sulla finestrella ricavata sulla scatola di plastica, un rettangolo di plexiglass rosso trasparente, lasciando in tal modo intravedere solamente i display illuminati e nascondendo, di conseguenza, i componenti elettronici.

## IL FIRMWARE

Finalmente è arrivato il momento di descrivere il Firmare, ossia il programma contenuto nel microcontrollore, che coordina le operazioni logiche e matematiche e sovrintende anche alla visualizzazione dei dati.

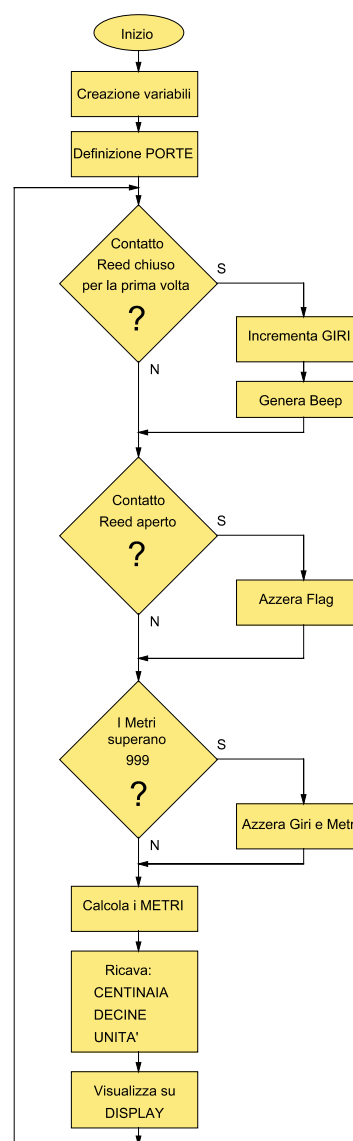



Figura 22a Flow chart del firmware

## Il programma

È scritto in Basic, tramite il compilatore Mikrobasic. Inoltre esso risulta commentato al massimo, per permettere di comprendere i vari punti e le soluzioni adottate. Il primo compito di qualsiasi programmatore è infatti quello di commentare i propri programmi, ossia di inserire postille ed appunti attraverso il comando **Rem** o l'equivalente apice (').

Iniziamo dunque a descrivere il software. La prima parte è riservata alla dichiarazione delle variabili e delle costanti. Il vettore **display** contiene tutta la disposizione dei bit utili alla visualizzazione delle dieci cifre sul display a sette segmenti. Per maggiori informazioni sulla codifica delle cifre si consulti il numero 240 della rivista Fare Elettronica nell'articolo dedicato al Mikrobasic. Segue quindi la creazione delle variabili utilizzate.

***Figura 22b** Il flusso logico delle porte del Pic*

Dopo la definizione e azzeramento delle porte in ingresso e uscita, si passa alla calibrazione della circonferenza della ruota, attraverso la variabile **circonferenza**. Nell'esempio si è presupposto che essa sia 914 millimetri, ma naturalmente tale misura sarà soggetta a variazioni da caso a caso.

All'interno del ciclo infinito inizia la procedura vera e propria atta al rilevamento dei giri della ruota. Il primo controllo effettuato è quello di verificare se il contatto Reed, posto sulla ruota, sia chiuso. Ma contemporaneamente viene anche verificato se tale contatto non sia stato già sottoposto precedentemente ad attivazione, attraverso il flag **premuto**. In questo modo è assicurato un affidabile anti-repeat che, altrimenti, sfalserebbe il conteggio effettuato. Il secondo controllo permette di azzerare il flag in caso che il Reed non sia attivato, ripristinando la situazione di riposo. Il terzo controllo azzera invece il numero dei metri, nel caso questi superassero il valore di 999, ossia di tre cifre sul display.

Seguono quindi i calcoli matematici affinché vengano "isolate" le cifre delle centinaia, decine ed unità per la loro corretta visualizzazione sul display.

Con un esempio togliamo ogni dubbio: ammet-

### IL MULTIPLEXING

Se avessimo la necessità di pilotare almeno 3 display a 7 segmenti (per un orologio, un cronometro o altro) occorrerebbero in teoria molte porte del micro da adibire unicamente alla visualizzazione delle cifre. Esiste però un metodo molto ingegnoso che permette di ottenere lo stesso risultato, utilizzando solamente 7 uscite! Parliamo di una tecnica chiamata **multiplexing**, che opera nel seguente modo: i display sono collegati tra loro in **parallelo** in modo che, nell'invio del codice della cifra da visualizzare, vengano coinvolti tutti quanti. Il "trucco" però sta nell'abilitare un display alla volta, in modo da accenderne solo uno. In pratica il micro si assume il compito (oltre a quello di codificare il numero da visualizzare) di "abilitare", in sequenza, un solo display (uno dopo l'altro).

Per evitare che l'occhio umano si accorga di questo trucco, la cadenza deve avvenire molto velocemente, almeno 200 volte al secondo, in modo da dare l'illusione che tutti i display siano sempre accesi. Naturalmente non si può avere la botte piena e la moglie ubriaca: dobbiamo sottostare a due svantaggi che rendono la vita più complicata:

1) Il codice Basic è molto più complicato e lungo da scrivere, con una maggiore occupazione della memoria del micro;
2) Dal momento che, in un dato istante, solamente un display è acceso e gli altri sono spenti, la luminosità dell'intero numero mostrato subirà una notevole riduzione.

Il secondo svantaggio può essere in parte risolto. Esistono sul mercato comunque alcuni circuiti integrati che sono adibiti proprio a questo compito ma, per motivi didattici, ne facciamo a meno dal momento che implementiamo interamente tale funzionalità nel nostro micro.

*[Listato 1]*

```
program Ruota

const display as byte[10]=(63,6,91,79,102,109,125,7,127,111)
dim centinaia as byte  'Centinaia di METRI
dim decine as byte     'Decine di METRI
dim unita as byte      'METRI
dim premuto as byte    'Flag del contatto Reed
dim giri as integer    'Conta i giri della ruota
dim metri as longint   'Contiene i METRI percorsi
dim circonferenza as integer   'Circonferenza della ruota In millimetri

trisa=0           'Porta A  tutta in output
trisb=%10000000   'RB7 input ed il resto output

porta=0           'Azzera Porta A
portb=0           'Azzera Porta B

circonferenza=914 'CALIBRAZIONE RUOTA IN MILLIMETRI
giri=0            'Inizializza numero giri
metri=0           'Inizializza i metri
premuto=0         'Si suppone che ancora il Reed sia APERTO

while true          'Ciclo INFINITO

   rem ---Se si chiude il REED ma prima non ERA chiuso--
   if (portb.7=1) and (premuto=0) then
      giri=giri+1       'Incrementa i giri della ruota
      porta.3=1         'RB3 in ON per BUZZER
      delay_ms(50)      'Aspetta 50 millisecondi
      porta.3=0         'RB3 in OFF (spegne buzzer)
      premuto=1         'Imposta FLAG come REED CHIUSO
   end if

   rem ------Se il contatto REED si apre-------
   if (portb.7=0) then
      premuto=0         'Il FLAG non e' piu' impostato
   end if

   rem ------Se si superano le tre cifre dei metri----
   if metri>=1000 then
      giri=0            'Azzera numero giri
      metri=0           'Azzera i metri percorsi
   end if

   rem -------CALCOLI MATEMATICI------
   metri=giri*circonferenza 'Ricava i metri moltiplicando i
   metri=metri/1000         'metri x circonf. e dividendo x 1000

   centinaia=metri/100      'Ricava le centinaia (Display 1)

   decine=metri-(centinaia*100)
   decine=decine/10         'Ricava le decine (Display 2)
```

```
    unita=metri-(centinaia*100)
    unita=unita-(decine*10)  'Ricava le unita (Display 3)

    rem -----Pilota Display 1 (Centinaia)------
    porta=0                    'Spegne tutti i display
    portb=display[centinaia]  'Imposta la cifra corrispondente
    porta=1                    'Accende il primo display
    delay_ms(5)               'Attende 5 millisecondi

    rem -----Pilota Display 2 (Decine)------
    porta=0                    'Spegne tutti i display
    portb=display[decine]     'Imposta la cifra corrispondente
    porta=2                    'Accende il secondo display
    delay_ms(5)               'Attende 5 millisecondi

    rem -----Pilota Display 3 (Unita')------
    porta=0                    'Spegne tutti i display
    portb=display[unita]      'Imposta la cifra corrispondente
    porta=4                    'Accende il terzo display
    delay_ms(5)               'Attende 5 millisecondi

wend

end.
```

tiamo che la variabile **metri**, ad un certo momento contenga il valore 481. Il software deve poter separare le tre cifre per visualizzarle. Ecco come (non esistono i decimali poiché la variabile è di tipo byte):

```
centinaia=481/100      risultato=4
decine=481-(4*100)     risultato=81
decine=decine/10       risultato=8
unita=481-(4*100)      risultato=81
unita=81-(8*10)        risultato=1
```

Si sarebbe potuto "comprimere" il calcolo in un unico statement, ma ancora il Mikrobasic non lo permette.
Le tre cifre così ottenute vengono visualizzate, una per volta, sui display utilizzando la tecnica del multiplexing.
Occorre notare che il software, all'interno della Rom del PIC, occupa circa il 97% dello spazio complessivo.
La causa è da attribuirsi all'utilizzo delle variabili di tipo **longint**, che necessitano di un codice veramente lungo (listato 1). Praticamente non potranno essere effettuate modifiche sul sorgente proposto.

## Programmazione del micro

Conclusa con successo la compilazione del sorgente Basic, occorre copiare sul microcontrollore il file eseguibile utilizzando un qualsiasi programmatore.
Il lettore deve prestare molta attenzione al metodo di scaricamento, poiché il prototipo non prevede l'utilizzo del quarzo, ma semplicemente di una rete a resistenza e condensatore (RC).
Pertanto si selezioni la voce "RC" dall'elenco delle opzioni dell'oscillatore.

## Taratura del Software e misura della ruota

Nel nostro progetto, l'unica operazione di taratura deve essere effettuata sul firmware. Infatti da questa dipende il grado di precisione dello strumento. A tale scopo occorre ricavare l'esatta misura della circonferenza della ruota, espressa in millimetri. Una volta ottenuta, si può trascriverla sul sorgente nella riga di comando:

```
circonferenza=914 'CALIBRAZIONE RUOTA IN
MILLIMETRI
```

specificando, a posto del valore 914, l'esatta

misura della circonferenza da voi calcolato. Esistono almeno tre metodi, per ricavare la grandezza, elencati in base al grado di precisione ottenuta:

- Metodo diretto: si prenda un metro da sarta o flessibile e si misuri la circonferenza esterna della ruota, stringendolo a quest'ultima. Questo metodo non offre un alto grado di precisione.
- Metodo giro: si tracci sul laterale della ruota, col gessetto, un piccolo segno di riconoscimento. Quando il segno tocca terra, segnare un punto sul pavimento e, facendo girare la ruota, aspettare che questa compia un giro completo. Adesso occorre tracciare un secondo punto sul pavimento in corrispondenza del segno della ruota. Si misuri quindi la distanza ottenuta. Con questo metodo si ottiene un livello medio di precisione.
- Metodo matematico: si effettui con la ruota un numero elevato di giri (ad esempio 50) misurando con precisione il percorso effettuato. Alla fine si divida la lunghezza percorsa per il numero totale di giri effettuati. Questo metodo permette di ottenere un elevato grado di precisione.

## COLLAUDO

Una volta che il prototipo è stato racchiuso nella scatola ed il micro programmato, il sistema è pronto per funzionare. Basta accendere l'interruttore: i display dovranno visualizzare le tre cifre 000. Avviando il moto della ruota, spingendo l'attrezzo, il conteggio avanzerà progressivamente.

**Importante**: le cifre mostrano direttamente i **metri percorsi**, e non il numero di giri compiuti dalla ruota. Questo grazie al microcontrollore che effettua, in tempo reale, i calcoli relativi alla conversione giri/metri.

L'operatore noterà che, ad ogni giro, il circuito emette un simpatico *beep*, prodotto dal *buzzer* presente sullo stampato. L'alimentazione può essere direttamente fornita da una semplice piletta di 9 volt che assicura una autonomia più che sufficiente.

*Figura 23* Uno dei metodi per ottenere la circonferenza della ruota

| Parametro | Valore |
|---|---|
| Massima distanza misurabile per sessione | 999 metri |
| Massima velocità supportata (teorica) | > 200 Km/h |
| Velocità media di "crociera" | 3-5 Km/h |
| Peso | 1,7 Kg |
| Consumo medio | 10 mA circa |
| Tensione di alimentazione | 9-12 Volt |

*Tabella 1* Caratteristiche elettriche e meccaniche

## PRECISIONE E CONSIGLI

Il grado di precisione raggiunto dallo strumento proposto è notevole. Tuttavia il lettore dovrà valutare i seguenti consigli:

- Il "passo" visualizzato è sempre relativo ad un giro di ruota, pertanto non possono essere mostrate e valutate frazioni di questo.
- La taratura per la ruota è la fase più critica, in quanto essa permette di misurare con precisione la circonferenza, sino al millimetro.
- Nel misurare le distanze, occorre tenere la ruota sempre in posizione verticale, senza inclinazioni di sorta, che potrebbero falsare i rilevamenti.
- Anche se al sole probabilmente i display non saranno leggibili, il conteggio avviene regolarmente. Basterà poi effettuare la lettura in luogo buio o poco illuminato (potete anche coprire le cifre con le mani in modo da ripararle dalla luce).
- Di tanto in tanto misurate la circonferenza della ruota; la temperatura e la pressione atmosferica potrebbero modificarla di pochi millimetri.
- Con opportuna installazione, si potrebbe collocare lo strumento nella parte posteriore di un'automobile, a mo' di traino, per effettuare misure a lunga distanza.

## CONCLUSIONI

D'ora in avanti, effettuare misurazioni su vaste aree, sarà un'operazione molto divertente, utilizzando la nostra ruota conta metri. Pensando di aver proposto uno strumento semplice, utile e, nello stesso tempo didattico, auguriamo a tutti voi una buona realizzazione.

Codice MIP255020

# BIVAR® PRESENTA:
# I MODULI HI-BRITE BLOCK CON LED DA 1 W

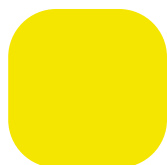
**I NUOVI MODULI HI-BRITE BLOCK DELLA BIVAR SONO PROVVISTI DI LED DA 1 WATT E OFFRONO CONFIGURAZIONI ADATTE PER FORNIRE ILLUMINAZIONE DI POTENZA, IN VARIE TIPOLOGIE DI MONTAGGIO AD INGOMBRO RIDOTTO.**

L'unità di illuminazione allo stato solido versatile ad alta intensità prevede ingresso diretto o regolatori di corrente CC/CC integrati. La serie di modulii LED da 1 Watt è progettata per l'uso in applicazioni industriali, automobilistiche, di architettura e retroilluminazione, nonché applicazioni di illuminazione singola o multipla. Questa serie offre una nuova libertà di design per la configurazione di sorgenti luminose modulari ad alta intensità nelle applicazioni che richiedono versatilità in termini di stile di illuminazione, potenza e metodi di montaggio nonché una maggiore vita del prodotto. Per tali motivi sono soluzioni particolarmente adatte a quelle applicazioni ove i costi di manutenzione per la sostituzione delle lampade sono elevati o per quelle che devono garantire illuminazione per un maggior tempo possibile con consumi ridotti.

**CARATTERISTICHE:**

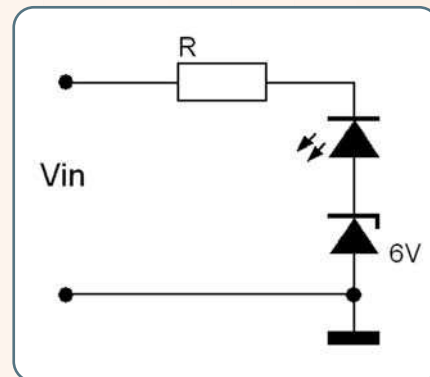
- sono disponibili 3 diverse lenti di proiezione Cree® e Fraen® , lenti diffuse a basso profilo oppure lenti a luce diffusa opzionali per soddisfare qualsiasi necessità di illuminazione;
- possibilità di scegliere tra i LED colorati standard più diffusi del settore, inclusi i LED Cree® XLamp® ad alta potenza;
- i LED sono montati in superficie su un mini PCB e assemblati in una base a basso profilo per luce diffusa o modulare con potenze diverse con ingresso diretto o regolatore di corrente CC/CC integrato;
- ingombro compatto 25,4x25,4 mm che garantisce un implementazione semplice permettendo anche di tagliare tempi e costi necessari alla progettazione;
- consente di ottenere un'illuminazione ad alta intensità in un'unità integrata autoalimentata;
- ottime caratteristiche di gestione termica, ed è prodotto in conformità alle specifiche RoHS;
- angolo di visualizzazione di 100º nel gruppo LED ad alta potenza, grazie all'uso di materiali InGaN e AllnGaAlP con lunghezze d'onda da 465 a 635 nm (fino a 8000K per il bianco);
- i tipi di lenti a disposizione per una vasta gamma di diametri di proiezione garantiscono la versatilità necessaria per l'utilizzo nelle applicazioni più diversificate;
- valore If massimo è di 400mA. Quando il dispositivo è spento, la lente è trasparente.

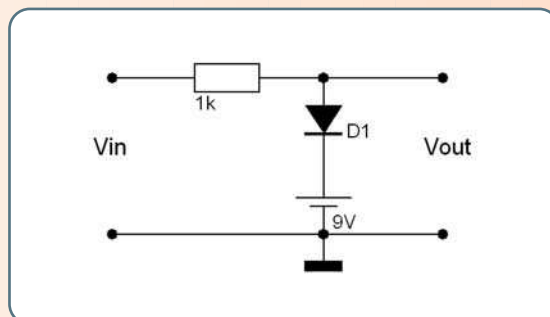
Codice MIP 255037

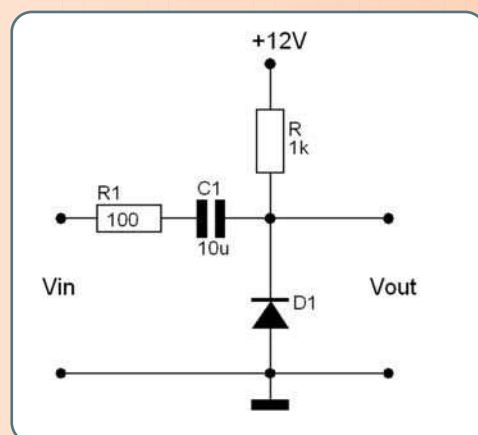
**KEVIN SCHURTER Spa** • Via L. Settembrini, 29 • 20020 Lainate (MI)
Tel: +39 02-30465311 • Fax: +39 02-33200917
www.kevin.it • info@kevin.it

# Le so tutte!!!

## Metti anche tu alla prova le tue conoscenze dell'elettronica con i nostri quiz.

### FACILE

Con riferimento al circuito in figura, sapendo che la tensione ai capi del LED quando è acceso è di 1,2V, per quale valore di Vin si ha l'accensione del LED?

### MEDIO

Se la tensione Vin all'ingresso del circuito in figura è un'onda triangolare a valor medio nullo e di 12V di picco, quale sarà la forma d'onda in uscita nell'ipotesi che il diodo sia ideale?

### DIFFICILE

Nel circuito in figura il diodo è caratterizzato da una capacità parassita in polarizzazione inversa pari a 1nF che può essere considerata costante.
Per effetto di questa capacità il circuito presenta anche un limite superiore di banda, mentre il limite inferiore è determinato dalla presenza del condensatore in serie all'ingresso. Determinare i limiti di banda e l'attenuazione in dB al centro della banda passante.

# Nuova versione 2006

## FANTASTICI PREMI PER TUTTI!!!

**Le risposte vanno inviate esclusivamente compilando il modulo su www.farelettronica.com/lst e specificando la parola chiave "Thevenin".**

Se sei abbonato a Fare Elettronica potrai rispondere a tutti i quesiti ed aumentare le tue possibilità di vincere i premi.
Le risposte e i vincitori (previa autorizzazione) sono pubblicati alla pagina www.farelettronica.com/lst a partire dal 15 del mese successivo alla pubblicazione sulla rivista. A tutti i partecipanti verrà assegnato un **buono sconto* del 10%** utilizzabile per gli acquisti su www.ieshop.it.

Con le tue conoscenza di base dell'elettronica potrai vincere il righello in alluminio con calcolatrice a 8 cifre e doppia alimentazione (solare e batteria) con astuccio.

Le tue conoscenze avanzate ti permetteranno di vincere una bellissima stazione meteo da tavolo con orologio, igrometro e termometro, col marchio della tua rivista preferita!

Per i più bravi in palio il bellissimo gilet reporter di Fare Elettronica: multitasca, in cotone e poliestere, regolabile ai fianchi e con chiusura zip.

* Validità 3 mesi dalla data di assegnazione.

SPECIALE COSTRUIRE HI-FI

# Il monotriodo, il re

*Continuiamo anche questo mese il viaggio nel mondo dell'audio amatoriale di qualità estrema. L'argomento trattato in questo e nella prossima puntata deve essere considerato come propedeutico alla presentazione di alcuni apparecchi audio da autocostruire, segnatamente un sistema di amplificazione di potenza relativamente contenuta ed uno di preamplificazione, entrambi comunque di gran classe: l'obiettivo perseguito sarà sempre la qualità del suono, non la sua quantità. Vi invitiamo dunque a proseguire con noi in questa affascinante avventura: sorprese ed attrattive di certo non mancheranno.*

Innanzi tutto spieghiamo il perché di un titolo tanto particolare: nel mondo della hi-fi estrema esistono alcuni riferimenti assoluti in termini di qualità. Tra questi un posto di assoluta preminenza spetta di certo alle circuitazioni cosiddette monotriodo: come una bella donna, altezzosa a giusta ragione perché di gran classe, dalla quale, in più di una circostanza, bisogna accettare anche dei comportamenti particolari e talvolta addirittura bizzosi, questo tipo di apparecchiature richiedono accurate messe a punto per essere poste in grado di esprimersi in condizioni ottimali, ma di converso, possono offrire alle nostre orecchie un suono dall'incredibile fascino. Inoltre poiché questi sistemi sono caratterizzati da un montaggio non eccessivamente impegnativo neppure per il neofita, sarà proprio in tale direzione che ci orienteremo per la nostra prima proposta di autocostruzione.

Riteniamo a questo punto essenziale, prima di addentrarci nelle prossime puntate nel vivo dell'argomento a livello pratico, continuare con quella opera di divulgazione che nella nostra intenzione dovrebbe ulteriormente sensibilizzarvi ed interessarvi a questa particolarissima branca delle elettronica, vera incontenibile passione di tutti noi. Siamo assolutamente certi che, seguendo le nostre note, anche voi subirete il fascino che, da sempre, circonda questo tipo di amplificatore, tanto da farne, agli occhi degli appassionati del bel suono, un vero e proprio mito. Siamo anche convinti che rivelare via via i segreti alla base di così felici scelte progettuali accrescerà l'alone di religiosa venerazione che lo circonda: seguiteci in questo appassionante viaggio alla sua scoperta e sicuramente anche voi resterete profondamente conquistati dalla sua magia.

## PREMESSE

L'amplificatore monotriodo ha un suono particolare; le sue prestazioni più che al banco di misura, vanno valutate all'ascolto: qui emerge una musicalità insospettabile con un suono dinamico, insieme caldo e limpido, con un basso ben modulato ed avvolgente ed una gamma alta dettagliata e naturale. Il suo limite é quello della potenza di uscita, generalmente nell'intorno dei 5/10W, che richiede quindi l'abbinamento con altoparlanti di efficienza almeno medio-alta (> 95dB).

In realtà la realizzazione che vi proporremo ha una potenza dinamica maggiore, ma ciò non toglie che comunque l'abbinamento con i diffu-

# dell'amplificazione (I parte)

di Fulvio Chiappetta

sori deve essere attentamente meditato. I sistemi di altoparlanti adatti sono tantissimi, ma purtroppo quelli davvero efficaci ed estremamente ben suonanti sono tutt'altro che economici: certamente daremo delle dritte per indirizzarsi con cognizione di causa in un mercato assai ricco in termini di proposte, non tutte ugualmente valide. Scopo del presente articolo é descrivere l'aspetto circuitale del monotriodo: ci sforzeremo di rendere la trattazione alla portata di tutti, non rinunciando però mai ad un assoluto rigore tecnico. Entriamo nello specifico, esaminando la figura 1, dove é riportato lo schema elettrico standard di questo tipo d'amplificatore: in esso, per semplicità, abbiamo omesso i componenti relativi alle polarizzazioni degli stadi, funzionalmente indispensabili, ma trascurabili nell'ambito di una prima disamina. Sappiamo che i lettori di questa Testata sono certamente esperti di stato solido, ma non tutti hanno una adeguata preparazione sui tubi termoionici; tra le altre cose siamo consapevoli di rivolgerci ad un pubblico composto mediamente da giovanissimi, e ciò è per noi di grandissimo piacere, però siamo altrettanto consapevoli che proprio per questo motivo, anche quelli che hanno seguito corsi di elettronica, non necessariamente hanno studiato i tubi a vuoto, ritenuti a giusta ragione obsoleti, con la significativa eccezione di alcune applicazioni, quali in particolare quelle nel settore audio. Ci pare dunque opportuno rimandare quanti non avessero la necessaria dimestichezza con la tecnologia valvolare alla lettura dell'apposito incorniciato, nel quale, in maniera assolutamente divulgativa, tracciamo un semplice percorso di avvicinamento alla conoscenza di tali componenti.

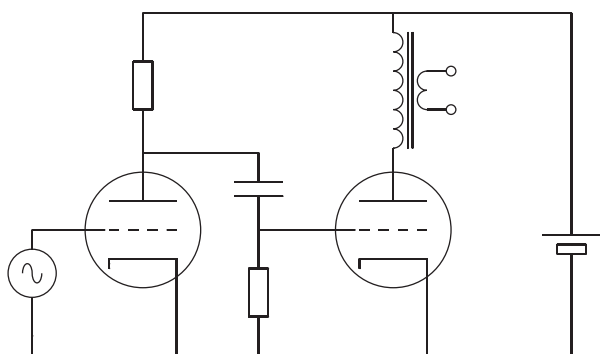



**Figura 1** *Schema elettrico standard del monotriodo: in esso, per semplicità, abbiamo omesso i componenti relativi alle polarizzazioni degli stadi, funzionalmente indispensabili, ma trascurabili nell'ambito di questa disamina*

Come é possibile osservare, il circuito é essenziale: il primo triodo, spesso vantaggiosamente sostituito con un pentodo (secondo ben precisi criteri che esamineremo poi in dettaglio) costituisce un classico stadio di amplificazione in tensione, che pilota, con un accoppiamento capacitivo (in gergo detto a resistenza e capacità), un altrettanto canonico stadio di uscita (questo rigorosamente a triodo), connesso all'altoparlante tramite apposito trasformatore adattatore di impedenza. Non abbiamo indicato alcuna forma di controreazione: essa é preferenzialmente assente, anche se, come vedremo, un basso tasso di retroazione può talvolta essere utile. Vero cuore dell'insieme é il tubo finale: esso lavora rigorosamente in classe A e condiziona prepotentemente le prestazioni elettriche ed acustiche che, per fortuna, in questo caso sono facilmente correlabili. Dedichiamo i paragrafi che seguono a fornire esaustiva motivazione alle scelte tecniche generalmente adottate nella progettazione di tale tipo di apparati. In particolare i quesiti cui tenteremo di dare semplice e chiara risposta, sono i seguenti:

1) Perché il tubo finale é un triodo e non un pentodo?
2) Quali sono le caratteristiche che deve possedere il tubo prescelto?
3) Perché uno stadio ad uscita singola e non in controfase (detto anche push-pull)?

## TUBO FINALE: TRIODO O PENTODO?

La risposta va, ovviamente, ricercata nel raffron-

to tra le prestazioni del triodo e quelle di un tetrodo od un pentodo (che hanno un comportamento assai simile, seppure non perfettamente uguale). A prescindere dalle considerazioni di carattere qualitativo che seguiranno e che, come vedremo, ribalteranno il risultato finale, in termini quantitativi, sarebbe certamente da preferire il pentodo: mentre, infatti, il rendimento di uno stadio in classe "A", equipaggiato con quest'ultimo, si approssima abbastanza da vicino al limite teorico del 50%, il triodo, sempre in classe "A", presenta un rendimento di circa il 25%. Ciò comporta, esemplificando, che un pentodo con dissipazione anodica di 30 W potrebbe fornire una potenza d'uscita di quasi 15 W, mentre un triodo di pari capacità riuscirebbe ad erogare soli 7 W circa. In aggiunta a ciò, non va trascurato, inoltre, il più alto guadagno in tensione del pentodo, la qualcosa é certamente un vantaggio nel dimensionamento dello stadio di pilotaggio. Vediamo ora di mettere a fuoco anche il rovescio della medaglia. Innanzi tutto una indispensabile premessa: come già ampiamente illustrato nell'articolo dedicato alla distorsione del suono, pubblicato sul numero scorso di Fare Elettronica, il nostro apparato uditivo é sensibile oltre che alla quantità della distorsione anche, e si potrebbe dire soprattutto, alla sua qualità. In particolare, una distorsione il cui spettro armonico sia regolarmente decrescente con la frequenza (III armonica di ampiezza inferiore alla II, IV inferiore alla III e così via) -purché la entità totale della stessa non superi, in percentuale, la soglia di qualche unità- non é praticamente avvertibile dall'orecchio o, quanto meno, non comporta una alterazione timbrica sgradevole. Inoltre é importante che l'andamento della distorsione in funzione dell'ampiezza del segnale sia monotonicamente crescente non solo nella sua totalità, ma anche nell'andamento delle singole armoniche, le quali devono quindi mantenere in tutto l'intervallo dinamico i loro reciproci rapporti di intensità.

Alla luce di quanto sopra esposto, andiamo ad analizzare l'andamento della distorsione in un pentodo ed in un triodo, riferendoci rispettivamente alle figure 2 e 3. In esse é disegnato il grafico del valore della distorsione totale, della sua seconda armonica (sinteticamente indicata, in genere, con d2) e della terza (d3), in funzione della potenza di uscita, rispettivamente di un pentodo a riscaldamento indiretto ed un triodo a riscaldamento diretto. La validità di queste curve é del tutto generale, nel senso che, mediante per tubi realizzati con tecnologia simile, il loro andamento é sostanzialmente identico, pur potendo variare, ovviamente, i valori specifici, sebbene anche questi in limiti piuttosto ristretti. Come visto, nelle figure citate, vengono considerate esclusivamente d2 e d3 e ciò é indubbiamente riduttivo; la pratica insegna però, che un loro corretto rapporto é in genere chiaro segno di tutto uno spettro ben equilibrato. Subito una considerazione: solo nel triodo si verifica che la terza armonica é inferiore alla seconda. In verità scegliendo opportunamente la resistenza di carico é possibile anche con il pentodo ottenere un buon equilibrio armonico: in particolare la figura 4 ci mostra come, adottando una impedenza di carico più bassa della media, la d3 resta costantemente inferiore a d2 per tutto l'intervallo dinamico. Il risultato, comunque molto positivo, é da tenere

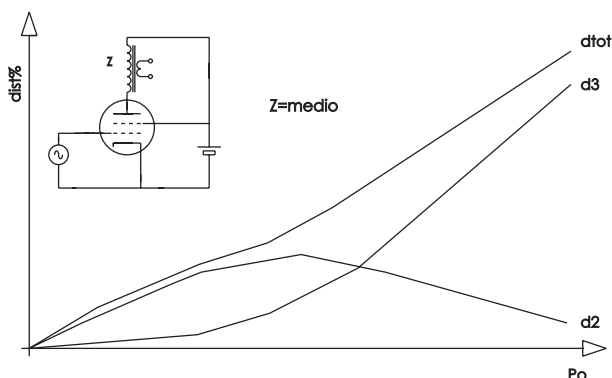



**Figura 2** Tipico andamento della distorsione totale, della sua seconda e terza armonica in funzione della potenza di uscita, per un pentodo caricato con una impedenza standard

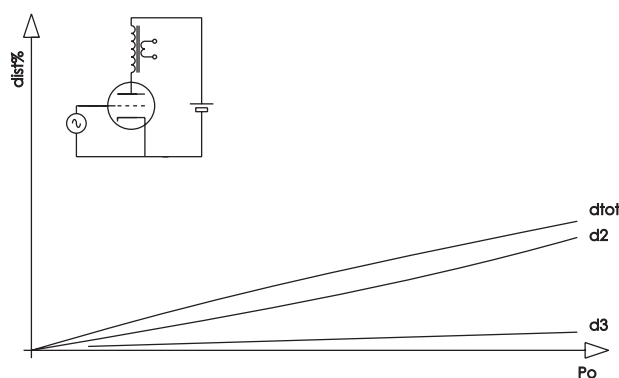



**Figura 3** Tipico andamento della distorsione totale, della sua seconda e terza armonica in funzione della potenza di uscita per un triodo

in primaria considerazione per i progetti nei quali, per esigenza di potenza, é imperativa l'adozione del pentodo, ma va, in generale, valutato in maniera critica ed attenta: é infatti pura utopia considerare costante il carico offerto alla valvola finale dal primario del trasformatore di uscita, dove ritroviamo, percentualmente immutate, tutte le variazioni della impedenza dell'altoparlante, che sono di ampissima entità. La presente asserzione troverà la sua semplice spiegazione nel seguito, precisamente nel paragrafo dedicato al trasformatore di uscita, presente nella prossima puntata. È importante quindi, alla luce di tale considerazione, verificare come si alterano i rapporti tra le armoniche della distorsione col variare del carico: esaminiamo all'uopo il grafico di figura 5. Si nota immediatamente che é fortemente tormentato: non solo, oltre un certo valore del carico, cresce d3 e decresce fortemente d2, quanto poi, per un suo ulteriore aumento, d2 ha un minimo, per poi risalire, ma con fase invertita. Sarebbe interessantissimo verificare quanto esposto, partendo dall'esame delle curve di uscita del tubo e della sua caratteristica dinamica: si evincerebbe così, in modo incontrovertibile, che quanto visto é un comportamento tipico del pentodo che non può in alcun modo essere mutato, ma solo globalmente attenuato negli effetti, ad esempio con la ben nota configurazione ultralineare che, per quanto indubbiamente molto valida, resta pur sempre una scelta di compromesso. È possibile infatti, basandosi sui tracciati relativi al tubo d'uscita nel piano Va/Ia e tramite una costruzione geometrica unita ad alcuni calcoli suggeriti dalla trasformata di Fourier, conoscere, anche con ottima approssimazione, le percentuali delle diverse armoniche della distorsione, unitamente ai loro andamenti in funzione della pendenza della retta di carico e del punto di lavoro. Purtroppo tutto ciò esula dai limiti di questa trattazione ma chissà che in seguito non si possa ritornare sull'argomento. Se eseguiamo per il triodo i medesimi calcoli effettuati nel caso del pentodo, troviamo una marcata invarianza della potenza di uscita e della qualità della distorsione, per una ampia gamma dei valori del carico: in realtà, a differenza del pentodo, solo per valori davvero molto grandi del carico, pari a diverse volte quello ottimale per la potenza erogata, l'ampiezza di d3 supera quella di d2, peraltro con variazioni molto lente. Abbiamo pertanto visto che in termini di distorsione l'uso del triodo é estremamente vantaggioso.

Vi é inoltre un altro buon motivo per preferire il triodo al pentodo: la resistenza interna del primo é molto inferiore a quella del secondo, cosa che, come vedremo in dettaglio nel paragrafo dedicato al trasformatore di uscita, comporta un più elevato smorzamento dell'altoparlante già senza l'uso di alcuna controreazione che, laddove impiegata solo per questo scopo, può essere evitata od almeno grandemente ridotta. Sempre nella stessa sede, preciseremo che cosa si intende in campo audio con fattore di smorzamento ed evidenzieremo anche le implicazioni poco

**Figura 4** *Tipico andamento della distorsione totale, della sua seconda e terza armonica in funzione della potenza di uscita per un pentodo caricato con una impedenza inferiore a quella standard*

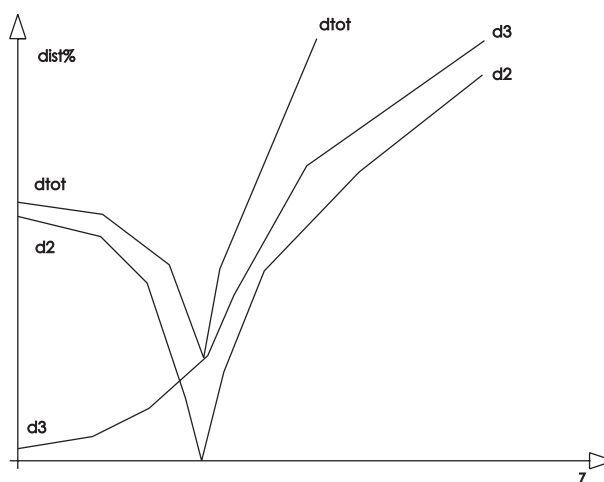



**Figura 5** *Curve tipiche della distorsione di un pentodo in funzione delle variazioni della impedenza di carico. Si nota immediatamente che l'andamento é fortemente tormentato: non solo, oltre un certo valore del carico, cresce d3 e decresce fortemente d2, quanto poi, per un suo ulteriore aumento, d2 ha un minimo, per poi risalire, ma con fase invertita. È interessante notare che questa inversione della fase è foriera di disturbi all'ascolto niente affatto trascurabili: il primo e più devastante effetto è certamente costituito dalle ripercussioni che esso ha sulla immagine sonora, che, in corrispondenza di questo fenomeno tende a divenire ballerina e defocalizzata*

note relative a questo importante parametro di valutazione degli amplificatori.
Ricapitolando, i vantaggi del pentodo sono quindi esclusivamente quelli di un maggior rendimento (potenza di uscita più alta a parità di dissipazione del tubo) ed un guadagno maggiore. Rinunciando a queste peculiarità ed accettando la bassa potenza di uscita, i vantaggi derivanti dall'impiego del triodo balzano evidenti: abbiamo così risposto al primo dei quesiti che ci eravamo posti.
Dunque, appurato che il tubo finale dai massimi risultati qualitativi é il triodo, vediamo perché.

## QUALI SONO LE CARATTERISTICHE CHE DEVE POSSEDERE IL TUBO PRESCELTO?

Innanzi tutto due: alta dissipazione di placca, per consentire una potenza di uscita accettabile, e grande linearità. Per quanto possano essere ritenuti validi anche i pentodi connessi a triodo, essi risultano generalmente assai meno lineari dei triodi puri. Questi ultimi, specialmente se a riscaldamento diretto (cioè con il filamento che funge da catodo), sono caratterizzati, solitamente, da un'ottima musicalità ma, purtroppo, anche da costi parecchio elevati. Proprio per questo motivo, nella nostra proposta di realizzazione, cercheremo di evitarne l'impiego, pur riuscendo, grazie ad alcune raffinatezze circuitali, ad ottenere prestazioni di alto livello da tubi standard. Ciò non toglie che per l'appassionato è importante vagliare tutte le proposte che offre il mercato in termini di componentistica; passiamole dunque in rassegna, anche per conoscere i mostri sacri con cui dobbiamo confrontare i risultati, ci auguriamo altrettanto validi, che otterremo con i mezzi più modesti che stanzieremo per i nostri montaggi: tutto ciò, crediamo, risulterà molto stimolante. La vita è fatta di sfide, anche e forse soprattutto nel campo del puro hobby.
Tra le valvole che devono essere considerate di prima scelta assoluta, ci pare il caso di parlare in particolare di quattro, che sono, almeno fino ad oggi, le più frequentemente impiegate: la 2A3, la 211, la 845 e la 300B. Iniziamo dalla 2A3: ha prestazioni più che buone con un costo relativamente contenuto, ma la sua dissipazione anodica, piuttosto bassa, ne sconsiglia l'uso in amplificatori dallo stadio di uscita singolo, che sarebbero penalizzati da una potenza troppo modesta: con questa valvola si ottengono, infatti, poco più di 3W, prima che il segnale all'uscita si scomponga. Diverso il discorso in applicazioni push-pull, per le quali ci sembra molto più adatta, anzi una scelta davvero felice, fornendo un suono grazioso, rotondo ed arioso insieme, ma all'occorrenza, anche dinamico ed autoritario. Passiamo ora alla 211 ed alla 845: sono due valvole di costruzione simile, con elevatissima dissipazione anodica, le quali consentono, pertanto, l'ottenimento di potenze di tutto rispetto (dell'ordine di grandezza della ventina di Watt), con un suono corposo e trasparente: tra esse é da preferire la 845 per la maggiore raffinatezza della gamma acuta. La realizzazione di amplificatori di buona qualità con questi tubi é, però, abbastanza problematica: funzionano con elevatissime tensioni anodiche (1.000V ed anche più) e di conseguenza con alti valori dell'impedenza del carico. Quest'ultima cosa rende critica la costruzione del trasformatore di uscita, il quale diventa, in questo caso più che mai, a meno di non optare per realizzazioni di costo stratosferico, l'elemento penalizzante per l'ottenimento delle massime prestazioni.
Esaminiamo infine la 300B: si tratta di una valvola esplicitamente studiata per impieghi di bassa frequenza e che, pur nei limiti di una potenza di uscita di circa 10W, fornisce di gran lunga il miglior suono e ciò grazie a dei particolari realizzativi che non trovano corrispondenza in alcun altro tubo equivalente. È parere totalmente generalizzato che, per un amplificatore ad uscita singola con prestazioni sonore allo stato dell'arte, questo é il tubo giusto. Per spiegare il perché di tanta eccezionalità, basta considerare che se è abbastanza facile ottenere una elevata linearità da un triodo di modesta dissipazione anodica, quale ad esempio la valvola 2A3, sopra esaminata, la cosa risulta davvero difficile allorquando il medesimo comportamento viene richiesto ad un tubo di elevata potenza. In questo caso, infatti, l'estensione delle dimensioni della placca, necessariamente molto ampia, implica quasi sempre una minore linearità. Incredibilmente ciò non accade nel caso del tubo 300B, grazie

ad un particolare artificio: nel 1931, con brevetto n.1799850, il gruppo di progettazione della Bell System trovò la soluzione proponendo una valvola, la 300B appunto, che aveva il passo dell'avvolgimento di griglia variabile. Le spire ora strette, ora più larghe in due ben precisi punti, furono studiate attentamente allo scopo: in realtà la 300B é stata la prima valvola ottimizzata espressamente per l'uso in audio frequenza e, forse, ad un livello tanto elevato, é rimasta l'unica. Inoltre essa ha l'ulteriore grande pregio, anche questo voluto e non certo casuale, di funzionare con tensioni anodiche relativamente basse, così da consentire un buon trasferimento energetico con contenuti valori dell'impedenza di carico: ciò semplifica la realizzazione del trasformatore di uscita.
È terminata la sfilata ed abbiamo anche eletto la regina; cerchiamo, adesso, esaurienti risposte alla giustificata domanda:

## COME FUNZIONA UN TUBO TERMOIONICO

Ad uso e consumo di quanti non hanno dimestichezza con le valvole, dedichiamo questo incorniciato ad una spiegazione, ci auguriamo chiara e possibilmente semplice, sul modo nel quale lavora un tubo termoionico: tenteremo di sintetizzare un argomento così ampio in poche righe, cercando di non perdere alcun lettore né per eccessiva difficoltà dell'esposizione né per tedio dovuto alla sua prolissità.
Riferiamoci per chiarezza a quanto illustrato in figura 1a; nel vuoto dell'ampolla vi sono due elementi: un filamento metallico, ad esempio di tungsteno, reso incandescente dal passaggio di una elevata corrente (né più né meno di quanto accade in una lampadina) ed una piastra metallica disposta ad una certa distanza; applicando una differenza di potenziale discretamente elevata, tra il filamento e la piastra metallica, purché di opportuna polarità, nonostante non vi sia alcun collegamento elettrico tra loro, si determina una rilevante circolazione di corrente. È questo quello che viene chiamato l'effetto Edison, dal nome del suo scopritore; successivamente nel 1899 (gli studi di Edison risalgono al 1880) Thompson dimostrò che il fenomeno aveva luogo in quanto il filamento, una volta reso incandescente, emetteva elettroni i quali, grazie al vuoto, erano liberi di propagarsi e, in presenza di un elettrodo a potenziale positivo, venivano da esso attratti, determinando in tal modo la corrente osservata da Edison. I fenomeni fisici alla base di tutto ciò furono successivamente, nei primissimi anni del 1900, perfettamente spiegati e formalizzati in via teorica da Richardson e convenientemente utilizzati per pratiche applicazioni da Fleming, il quale impiegò la valvola a due elettrodi quale rettificatore. Il tubo così concepito, con due soli elettrodi, non poteva che avere applicazioni assai limitate. Furono finalmente le ricerche di Lee De Forest che consentirono di giungere al componente quale noi adesso lo conosciamo: questi infatti introdusse un terzo elettrodo, precisamente una griglia che, interposta tra gli altri due, come illustrato in figura 2a, era in grado di svolgere efficacemente un controllo del flusso di elettroni. La funzione della griglia può essere vista come quella di una saracinesca, in grado però non solo di consentire o inibire il flusso di elettroni, ma anche di parzializzarne la quantità: la griglia pertanto regola la corrente elettronica che si ha tra gli altri due elettrodi, svolgendo così una funzione di controllo. In pratica è possibile con una energia assolutamente minimale dosare l'ingente flusso di elettroni in grado di sviluppare una energia consistente; questa è l'amplificazione fornita dal tubo: una potenza modesta in ingresso alla griglia comporta una potenza rilevante all'uscita, controllata dalla prima e che quindi ne copia, seppure ingigantito, l'andamento temporale. Quella esaminata è la struttura dei tubi a riscaldamento diretto, così chiamati perché è lo stesso filamento incandescente che emette elettroni; benché questa tecnica realizzativa della valvola consenta alcuni significativi vantaggi sotto il profilo sonico, comporta di converso alcune importanti limitazioni operative. Pertanto la maggioranza dei tubi sono del tipo così detto a riscaldamento indiretto: il filamento riscalda un ulteriore elettrodo che, grazie a del materiale refrattario interposto (in genere magnesio) è isolato elettricamente ma non termicamente dal filamento; in tal modo è questo ulteriore elettrodo, intensamente riscaldato,

### Perché uno stadio ad uscita singola e non in controfase?

Si fa ultimamente fra appassionati un gran parlare dei circuiti con tubo di uscita singolo, ma forse non per tutti sono chiari i suoi vantaggi rispetto ad un circuito di tipo push-pull. In effetti, sono più noti i vantaggi di quest'ultimo rispetto al primo, che non il viceversa. Eseguiamo il raffronto ipotizzando, in entrambi i casi, il funzionamento del o dei componenti attivi in classe A: essa é assolutamente d'obbligo per lo stadio singolo, ma la adottiamo anche per lo stadio push-pull in quanto, con le altre classi di funzionamento, a fronte di un pur considerevole aumento della potenza d'uscita, otterremmo di certo un degrado qualitativo sotto il profilo dell'ascolto, minimizzabile quanto si vuole, ma mai del tutto eliminabile. Passiamo in rassegna adesso i pregi ed i difetti di entrambe le circuitazioni.

ad emettere gli elettroni che determinano il flusso di corrente.
È opportuno ora indicare il nome che viene attribuito alle varie parti componenti il tubo: il terminale riscaldato dal filamento è detto catodo e costituisce, come abbiamo visto, il conduttore elettrico dal quale escono gli elettroni; l'elettrodo intermedio è detto griglia, ed il nome richiama giustamente la sua pratica realizzazione: infatti essa è costituita da una struttura metallica caratterizzata da ampi spazi vuoti, attraverso i quali il flusso di elettroni provenienti dal catodo può essere modulato, senza impedirgli di proseguire verso il terzo elettrodo, che viene detto anodo od anche placca.
Per motivazioni differenti, i tre elettrodi che formano il tubo, in particolare il catodo e l'anodo, non sono realizzati con metalli puri, ma ricoperti con materiali diversi in dipendenza delle caratteristiche che si vogliono migliorare. Ad esempio per il filamento, nel caso di tubi a riscaldamento diretto, con l'unica eccezione delle valvole alimentate con diverse migliaia di Volt, non è mai impiegato tungsteno puro, in quanto, per esaltarne il potere emissivo, tale metallo è sempre rivestito da uno strato di ossido, frequentemente quello di torio. Nei tubi a riscaldamento indiretto, dove deputato all'emissione è il catodo, quest'ultimo, similmente al caso precedente, è realizzato solitamente in nichel rivestito da composti di bario e stronzio, usualmente carbonati o nitrati. Il processo costruttivo, sostanzialmente generalizzato, consiste nel rivestire il supporto, per immersione od anche con la tecnica dello spruzzo, con una sospensione in acqua di carbonato di bario, che una volta portato ad alta temperatura si trasforma in ossido.
Esistono tubi caratterizzati dalla presenza di più griglie, sempre fisicamente interposte tra il catodo e l'anodo: elementi di tale tipo per uso audio sono i tetrodi, caratterizzati da quattro elettrodi (anodo, catodo e due griglie) ed anche i pentodi, caratterizzati da cinque elettrodi (anodo, catodo e tre griglie). Esistono anche valvole con oltre cinque elettrodi, ma sono specifiche per applicazioni affatto particolari e non sono utilizzate in campo audio.

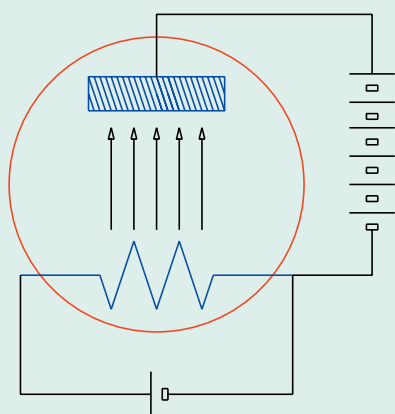



*Figura 1a* Nel vuoto dell'ampolla vi sono due elementi: un filamento metallico (disegnato in basso in figura), ad esempio di tungsteno, reso incandescente dal passaggio di una elevata corrente (né più né meno di quanto accade in una lampadina) ed una piastra metallica (disegnata in alto) disposta ad una certa distanza; applicando una differenza di potenziale discretamente elevata, tra il filamento e la piastra metallica, purché di opportuna polarità, nonostante non vi sia alcun collegamento elettrico tra loro, si determina una rilevante circolazione di corrente, indicata in figura con le frecce parallele

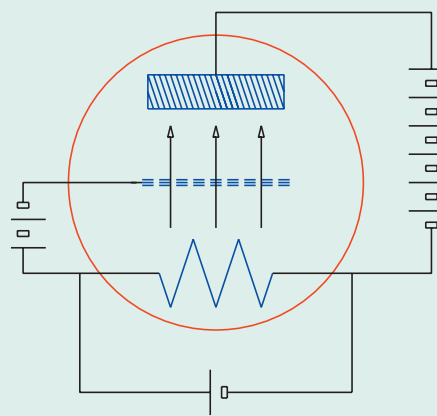



*Figura 2a* De Forest introdusse un terzo elettrodo, precisamente una griglia che, interposta tra gli altri due, come qui illustrato, era in grado di svolgere efficacemente un controllo del flusso di elettroni.
La funzione della griglia può essere vista come quella di una saracinesca, in grado però non solo diconsentire o inibire il flusso di elettroni, ma anche di parzializzarne la quantità: la griglia pertanto regola la corrente elettronica che si ha tra gli altri due elettrodi, svolgendo così una funzione di controllo

Le caratteristiche salienti dello stadio singolo sono:

- L'alimentazione fornisce una corrente istantanea variabile con il segnale (solo il suo valore medio é costante) e ciò comporta una grande sensibilità rispetto alle carenze qualitative dell'alimentatore, perché la tensione ad audiofrequenza si richiude attraverso di esso.
- La corrente continua di alimentazione del tubo di uscita transita nell'avvolgimento primario del trasformatore, causando saturazione del nucleo se non si adotta un particolare accorgimento (traferro), che complica la realizzazione del trasformatore stesso.
- La dissimmetria lascia inalterato il contenuto spettrale della distorsione.
- La potenza di uscita é piuttosto bassa in ogni caso; per aumentarla bisognerebbe porre più tubi in parallelo, cosa peraltro non sempre consigliabile.

Le principali caratteristiche della circuitazione push-pull con trasformatore di uscita sono invece:

- In classe A e nel caso di bilanciamento perfetto, la corrente assorbita risulta assolutamente costante: il segnale non si richiude attraverso l'alimentatore.
- Nel trasformatore si ha il bilanciamento dei flussi magnetici dovuti alle correnti di alimentazione dei due tubi di uscita.
- La simmetria consente un annullamento delle armoniche di ordine pari della distorsione.
- La potenza é almeno doppia, rispetto a quella fornita dallo stadio singolo di pari equipaggiamento.

Ritorneremo, con opportuni approfondimenti e spiegazioni, su tutti i punti su indicati, nella prossima puntata. Qui ci limitiamo ad analizzare il pregio principale dello stadio singolo: la dissimmetria, requisito davvero importante, diremmo fondamentale. Apparentemente su questo punto vince il circuito push-pull ed i numeri delle misure, letti superficialmente, sembrano confermarlo: la connessione in controfase, infatti, proprio grazie alla sua intrinseca simmetria, annullando la armoniche pari della distorsione, che peraltro sono quelle di maggiore entità nei circuiti equipaggiati con i triodi, consente un eccezionale contenimento del valore percentuale della distorsione totale. Ma, ed é qui il problema della errata interpretazione, lo spettro della distorsione é completamente sbilanciato per la pressoché totale assenza delle armoniche pari, con la netta predominanza di quelle dispari, le più sgradevoli all'ascolto: non vi é più il corretto decadimento che, ricordiamolo, é uno dei capisaldi del buon suono. Ecco quindi un punto dove la inferiorità del circuito push-pull é evidente e poco o nulla si può fare per migliorarne il comportamento. Con questa asserzione, la nostra iniziale domanda trova piena e completa risposta. Vogliamo comunque cogliere l'opportunità, offerta dal punto in cui siamo nella esposizione dell'argomento, per indicare qui di seguito una possibile via da seguire per l'ottenimento di prestazioni elevatissime, seppure forse non al livello d'eccellenza dello stadio singolo, anche con il controfase. Poiché non é possibile confidare in una simmetria volutamente imperfetta, la cui entità di imperfezione non potrebbe essere quantizzata con precisione a livello di progetto, ma la cui presenza sarebbe paradossalmente auspicabile pur in un circuito concepito all'insegna della specularità, si può adottare un'altra tecnica, utilizzata quando la potenza del monotriodo é insufficiente, ma non si vuol rinunciare alle sue qualità acustiche: si dimensiona tutto il circuito, meglio se bilanciato dall'ingresso all'uscita, in modo che nessuno dei suoi stadi presenti distorsione composta da armoniche dispari, se non in misura assolutamente trascurabile. Ottenuto ciò, e non é impossibile raggiungere lo scopo con accettabile approssimazione, quando la simmetria cancellerà quasi del tutto le armoniche pari, la loro sia pur minima entità residua, comunque presente, non sarà surclassata dalla ampiezza delle dispari, virtualmente assenti. Esistono notevolissimi esempi di realizzazioni che seguono questo principio: se ben progettate e realizzate con estrema cura, consentono risultati confrontabili con quelli di un circuito monotriodo, con il vantaggio di una più alta potenza di uscita, oltre a tutti quelli, più su visti, comunque legati alle configurazioni in controfase.
Vi lasciamo qui, nella speranza di ritrovarvi compatti il mese prossimo per parlare ancora insieme delle nostre passioni. A presto.

**Codice MIP255040**

# CCTV NEWS

**Nuove linee di prodotti per videosorveglianza a basso costo (*EcoLine*) e per impieghi professionali (*ProLine*).**



## CCTV *EcoLine*

### Set di videosorveglianza wireless con TX a tenuta stagna

**Telecamera con trasmettitore:**
- Elemento sensibile: CMOS 1/3" PAL;
- Sensibilità: 3 Lux/F1.2 (0 Lux IR ON);
- Risoluzione orizzontale: 380 linee TV;
- Frequenza di funzionamento: 2,4 ~ 2,483 GHz;
- Tensione di alimentazione: +8Vdc;
- Assorbimento: 80mA (250mA IR ON);
- Portata indicativa: 50-100m.

**Ricevitore:**
- Frequenza di funzionamento: 2,4 ~ 2,483 GHz ;
- Uscite video: 2, 1 Vpp / 75 ohm;
- Uscita audio: 200mVpp / 10 Kohm;
- Tensione di alimentazione: 12Vdc;
- Potenza assorbita: 2W.

**CP292 - Euro 86,00**

Sistema di videosorveglianza senza fili composto da una telecamera a colori con microfono incorporato e trasmettitore A/V a 2,4GHz. La telecamera può essere collocata all'esterno in quanto utilizza un contenitore a tenuta stagna. Il set di videosorveglianza comprende anche il ricevitore, gli alimentatori da rete e tutti gli accessori. L'illuminatore IR a 30 LED, che entra automaticamente in funzione in presenza di scarsa luminosità, consente riprese al buio ad una distanza di oltre 10 metri.

### Set di videosorveglianza wireless con 4 telecamere e telecomando

**CP295 - Euro 240,00**

**Telecamera con trasmettitore:**
- Elemento sensibile: CMOS 1/3" PAL;
- Sensibilità: 3 Lux/F1.2;
- Risoluzione orizzontale: 380 linee TV;
- Frequenza di funzionamento: 2,4 ~ 2,483 GHz;
- Tensione di alimentazione: +12Vdc;
- Assorbimento: 110mA (130mA IR ON);
- Portata indicativa: 30-50m.

**Ricevitore:**
- Numero canali: 4;
- Frequenza di funzionamento: 2,4 ~ 2,483 GHz ;
- Uscite video: 2, 1 Vpp / 75 ohm;
- Uscita audio: 2 da 200mVpp / 10 Kohm;
- Tensione di alimentazione: 12Vdc;
- Assorbimento: 130mA.

Sistema composto da 4 telecamere CMOS con trasmettitore A/V a 2,4 GHz e da un ricevitore a 4 canali con telecomando ad infrarossi. Le telecamere possono essere utilizzate all'esterno in quanto dotate di contenitore a tenuta stagna. L'illuminatore IR a 30 LED, che entra automaticamente in funzione in presenza di scarsa luminosità, consente riprese al buio ad una distanza di oltre 10 metri. Set corredato di cavi e adattatori da rete.

### Telecamera a colori da esterno con illuminatore IR e CCD Sony

**CP296 - Euro 96,00**

Telecamera con sensore Sony CCD da 1/3" a colori resistente alle intemperie che consente riprese all'esterno senza dover ricorrere agli appositi contenitori a tenuta stagna. Dispone di 30 led all'infrarosso che si attivano in presenza di scarsa luminosità e ne consentono l'utilizzo della telecamera anche in condizioni di buio assoluto. Confezione completa di staffa di fissaggio in metallo e di adattatore di rete.

- Elemento sensibile: 1/3" CCD Sony PAL;
- Risoluzione orizzontale: 480 linee TV;
- Uscita video: 75 ohm / 1 Vpp;
- Sensibilità: 0 Lux (con illuminatore);
- Ottica: f = 6,0 mm F2.0;
- Alimentazione: 12 Vdc;
- Assorbimento: 100 mA (190 mA IR ON);
- Dimensioni: 60 (Dia) x 160 (L) mm.

### Telecamera Dome a colori 1/4" (CCD Sharp)

**CP316 - Euro 59,00**

Telecamera CCD 1/4" a colori con contenitore a cupola per installazioni a soffitto. Completa di adattatore di rete (12 Vdc / 500 mA).

- Elemento sensibile: 1/4" CCD Sharp PAL;
- Risoluzione orizzontale: 420 linee TV;
- Uscita video: 75 ohm / 1 Vpp (BNC);
- Sensibilità: 1 Lux / F1.2;
- Ottica: f = 6,0 mm F2.0;
- Alimentazione: 12 Vdc;
- Assorbimento: 100 mA;
- Dimensioni: 113 (Dia) x 80 (L) mm.

### Telecamera Dome CMOS 1/3" a colori

**CP317 - Euro 38,00**

Telecamera CMOS 1/3" con contenitore a cupola per installazioni a soffitto. Completa di adattatore di rete (12 Vdc / 500 mA).

- Elemento sensibile: 1/3" CMOS Omnivision PAL;
- Risoluzione orizzontale: 380 linee TV;
- Uscita video: 75 ohm / 1 Vpp (BNC);
- Sensibilità: 3 Lux / F1.2;
- Ottica: f = 6,0 mm F1.2;
- Alimentazione: 12 Vdc;
- Assorbimento: 100 mA (120 mA IR ON);
- Dimensioni: 113 (Dia) x 80 (H) mm.

### Telecamera a colori da esterno con illuminatore IR, audio (CCD Sharp)

**CP297 - Euro 72,00**

Telecamera con sensore Sharp CCD da 1/4" a colori con audio. Resistente alle intemperie, può essere utilizzata per effettuare riprese all'esterno senza dover ricorrere agli appositi contenitori a tenuta stagna. Dispone di 30 led all'infrarosso che si attivano in presenza di scarsa luminosità e ne consentono l'utilizzo della telecamera anche in condizioni di buio assoluto. Confezione completa di staffa di fissaggio in metallo e di adattatore di rete.

- Elemento sensibile: 1/4" CCD Sharp PAL;
- Risoluzione orizzontale: 420 linee TV;
- Uscita video: 75 ohm / 1 Vpp (RCA giallo);
- Uscita audio: RCA bianco;
- Sensibilità: 0 Lux (con illuminatore);
- Ottica: f = 6,0 mm F2.0;
- Alimentazione: 12 Vdc;
- Assorbimento: 100 mA (170 mA IR ON);
- Dimensioni: 50 (Dia) x 145 (L) mm.

### Telecamera Dome a colori con IR (CCD Sharp)

**CP298 - Euro 62,00**

- Elemento sensibile: 1/4" CCD Sharp PAL;
- Risoluzione orizzontale: 420 linee TV;
- Uscita video: 75 ohm / 1 Vpp (BNC);
- Sensibilità: 1 Lux (0 con IR ON);
- Ottica: f = 6,0 mm F1.2;
- Alimentazione: 12 Vdc;
- Assorbimento: 100 mA (120 mA IR ON);
- Dimensioni: 113 (Dia) x 80 (H) mm.

Telecamera CCD 1/4" a colori con contenitore a cupola per installazioni a soffitto. Può essere utilizzata per effettuare riprese in condizioni di buio assoluto grazie ai 12 led all'infrarosso di cui dispone che si attivano automaticamente in situazioni di scarsa luminosità. Viene fornita completa di adattatore di rete (12 Vdc / 500 mA).

### Mini Telecamera con obiettivo a vite

**FR308 - Euro 74,00**

Telecamera a colori di piccolissime dimensioni facilmente occultabile dietro una parete grazie al particolare obiettivo a forma di vite.

- Elemento sensibile: CMOS 1/3" (CCIQ);
- Sistema: Standard PAL;
- Sensibilità: 1 Lux (con F = 1.2);
- Ottica: Pin hole a cono f = 4,3mm F2.0;
- Apertura angolare obiettivo: 60° circa (diag.);
- Tensione di alimentazione: 5-12Vdc (raccomandata 9V);
- Assorbimento: 60mA max;
- Dimensioni: 28 x 24mm.

### Mini Telecamera con obiettivo a bottone

**FR309 - Euro 74,00**

Telecamera a colori di piccolissime dimensioni facilmente occultabile dietro ad un vestito grazie al particolare obiettivo a forma di bottone. Set di bottoni incluso.

- Elemento sensibile: CMOS 1/3" (CCIQ);
- Sistema: Standard PAL;
- Sensibilità: 1 Lux (con F = 1.2);
- Rapporto S/N: migliore di 48 dB;
- Controllo del guadagno: Automatico (AGC);
- Ottica: Pin hole a cono f = 4,3mm F2.0;
- Apertura angolare obiettivo: 60° circa ;
- Tensione di alimentazione: 5-12 Vdc (raccomandata 9V)
- Assorbimento: 60mA max;
- Uscita video: 1 Vpp 75 Ohm;
- Dimensioni: 28 x 24mm.

### Telecamera CMOS a colori con audio

Telecamera a colori in tecnologia CMOS con contenitore metallico, staffa di fissaggio e microfono ad alta sensibilità. Il set comprende anche l'alimentatore da rete.

**CP259 - Euro 31,00**

- Elemento sensibile: 1/3" CMOS OmniVision PAL;
- Risoluzione orizzontale: 320 linee TV;
- Uscita video: 75 ohm / 1 Vpp (RCA giallo);
- Uscita audio: RCA bianco;
- Sensibilità: 3 Lux / F1.2;
- Ottica: f = 3,8 mm F2.0;
- Alimentazione: 8 Vdc / 200mA;
- Audio: microfono ad alta sensibilità
- Dimensioni: 25 x 35 x 35 mm.

## CCTV *ProLine*

### Snake Camera CCD a colori

**FR313 - Euro 355,00**

Telecamera con elemento sensibile CCD a colori fissata all'estremità di un tubo flessibile (lungo 75 cm) che ne permette l'orientamento a seconda delle proprie esigenze. Espressamente studiata per ispezioni in ambienti stretti e difficilmente accessibili o per controllare ciò che sta accadendo in un'altra stanza senza essere visti.

- Elemento sensibile: CCD 1/4";
- Ottica: 4.0 mm / F2.0;
- Risoluzione orizzontale: 350 linee TV;
- Rapporto S/N: > 48 dB;
- Sensibilità: 0,2 Lux@F1.4;
- Uscita video: 1 Vpp, 75 ohm composito;
- Alimentazione: 12 Vdc;
- Consumo: 150 mA (max.).

### Snake Camera con fibra ottica

**FR314 Euro 640,00**

Telecamera con elemento sensibile CCD a colori con risoluzione orizzontale di 350 linee TV. Dispone di cavo flessibile in fibra ottica lungo 80 cm che consente riprese attraverso fessure e spazi particolarmente ridotti: sotto le porte, attraverso il buco della serratura, ecc. Viene fornita in una pratica custodia in plastica rigida.

- Elemento sensibile: CCD 1/4";
- Sistema video: NTSC/PAL;
- Rapporto S/N: > 52 dB;
- Sensibilità: 0,2 Lux@F1.2;
- Uscita video: 1 Vpp, 75 ohm composito;
- Alimentazione: 12 Vdc;
- Consumo: 70 mA (max.).

Codice MIP 255049

# Timer programmabile

*Un semplice timer per bromografo, programmabile da 1 a 3600 sec, con visualizzazione del tempo impostato e del tempo trascorso su display LCD 16x2. Utilissimo in laboratorio per la realizzazione di circuiti stampati e la cancellazione di memorie UV.*

## SCHEMA ELETTRICO

Come si può notare dallo schema elettrico di figura 2, il circuito si limita a pochi componenti poiché tutte le funzioni sono eseguite dal firmware. La porta RA del PIC è utilizzata come ingresso, e le linee RA0, RA1, RA2, RA3 e RA4 sono collegate a +5Vcc tramite i resistori R2, R3, R4, R5 e R6 che realizzano un efficiente pull up. Il pull up è usato quando un ingresso del microcontrollore deve commutare fra due livelli logici mediante un pulsante o interruttore, l'ingresso viene agganciato a +5Vcc tramite una resistenza da 10 KΩ e pertanto l'ingresso si trova normalmente a livello alto. La chiusura del contatto viceversa porta l'ingresso al livello basso; in questo stato la resistenza provvede a limitare la corrente proveniente da +5Vcc. I condensatori C9, C10, C11, C12 e C13 in poliestere consentono di eliminare l'eventuale rumore provocato dalla pressione dei pulsanti S2, S3, S4, S5 e S6. Quando i pulsanti commutano da ON a OFF, generano del rumore e il microcontrollore interpreta questi transitori di segnale come dei veri propri cambi di livello. In pratica è come se invece di muovere una sola volta il pulsante lo facessimo migliaia di volte. Durante l'esecuzione del programma questo fatto può portare a delle conseguenze impreviste, creando un mal funzionamento del circuito. Per eliminare questo inconveniente si collega tra l'ingresso del PIC e la massa un condensatore che ritardando leggermente la commutazione permette al PIC di leggere una variazione di livello corretta. La porta RB è usata come uscita a cui è connesso il display LCD1 (RB5, RB4, RB3, RB2, RB1 e RB0). Il display LCD, è stato collegato in modalità dati a 4 bit utilizzando solo le linee DB4, DB5, DB6 e DB7. Le linee DB0, DB1, DB2 e DB3 non sono utilizzate è sono collegate a massa, anche la linea R/W non e utilizzata e collegata direttamente a massa. In questo modo è selezionata la modalità di funzionamento di sola scrittura che consente l'invio dei dati al display LCD ma non la ricezione. Per visualizzare una scritta sul display LCD, il PIC16F628 deve inviare tutta una serie di comandi tramite, le linee del bus dati (linee da DB4 a DB7). Per far questo utilizza due linee di controllo con cui comunica al display l'operazione di trasferimento che si cerca di compiere sul bus. Le due linee di controllo sono la linea Enable (pin 6 del LCD) e Register Select (pin 4 del LCD). Con la linea Register Select (RS) il PIC segnala al display che il dato presente sul bus è un comando (RS=0) o un dato da visualizzare (RS=1). Tramite i comandi, il PIC16F628 può segnalare al display il tipo d'operazione da

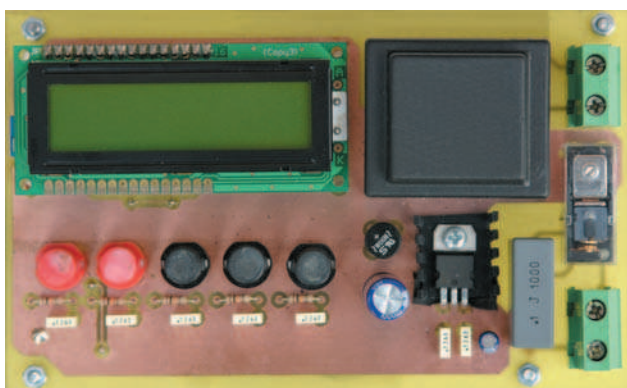



**Figura 1** *Foto della timer per bromografo*

# per bromografo

*di Giuseppe La Rosa*

compiere, come ad esempio spostare il cursore o pulire lo schermo. La linea Enable abilita il display a leggere il comando o il dato inviato sul bus dal PIC. Il PIC deve preoccuparsi di aver già inviato sul bus dati il comando o il dato giusto prima di mettere a 1 il segnale di Enable. Sia i comandi sia i dati sono rappresentati da numeri a 8 bit, ma essendo l collegamento dati a 4 fili è necessaria un'operazione detta di "multiplex": ogni byte viene scomposto in due gruppi di 4 bit che vengono quindi trasmessi sul bus dati in sequenza. Vengono inviati prima i quattro bit meno significativi seguiti dai quattro bit più significativi. Alla linea RB6 è collegato il transistor BJT Q1, in configurazione d'interruttore elettronico, e consente di attivare la retro illuminazione del display. Alla linea RB7 fa capo un altro transistor BJT (Q2) sempre in configurazione d'interruttore elettronico che pilota il relè K1, che a sua volta attiva l'unità con i neon UV. Le uscite del PIC non possono pilotare carichi che assorbono correnti maggiori di 20mA, quindi è necessario usare dei transistor BJT. Essi si prestano bene in tutte quelle applicazioni in cui occorre pilotare dei carichi che assorbono una corrente maggiore di 20mA. Per fare lavorare il BJT come interruttore elettronico bisogna farlo lavorare in commutazione fra la zona di saturazione

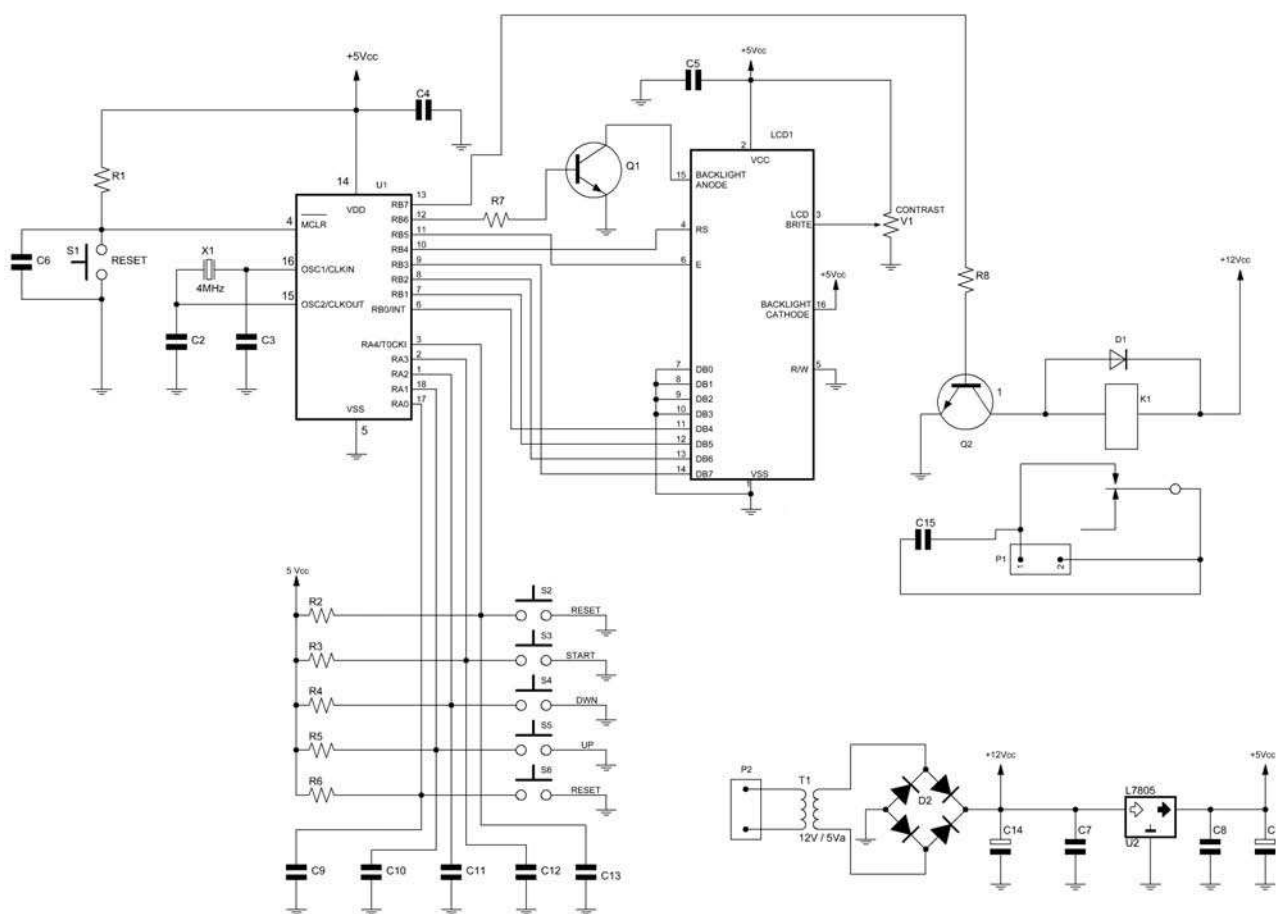



*Figura 2* Schema elettrico del timer

(stato ON) e la zona d'interdizione (stato OFF). Per fare ciò, si deve calcolare il valore della corrente di base Ib che è uguale a:

$$Ib = \frac{Ic}{hfe}$$

La hfe è il guadagno statico di corrente e presenta valori compresi fra 10 e 1000 (valore tipico 100). Si fissa il guadagno (hfe) a 100. La corrente di collettore Ic uguale alla corrente assorbita dal carico, dalla precedente formula si ricava il valore della corrente di base Ib del transistor. Dalla formula:

$$Rb = \frac{Vi - Vbe}{Ib}$$

si ricava il valore della resistenza da applicare sulla base del BJT. *Vi* è la tensione d'ingresso, *Vbe* è la

START
VISUALIZZA IL VALORE DEL TIMER
LEGGI IL VALORE CONTENUTO NEL EEPROM IL VALORE TEMP. ESP. È VISUALIZZA A DISPLAY
IL PULSANTE RESET DEL TIMER È PREMUTO?
SI
AZZERA IL TIMER È VISUALIZZA ILVALORE
NO
IL PULSANTE START DEL TIMER È PREMUTO?
SI
INCREMENTA TIMER È VISUALIZZA IL VALORE E ATTIVA RELE'
IL VALORE TIMER = AL VALORE TEMP. ESP.?
SI
DISATTIVA RELE'
IL PULSANTE RESET DEL TIMER È PREMUTO?
SI
NO
VISUALIZZA FINE FOTO INCISIONE
NO
NO
IL PULSANTE RESET DEL TIMER È PREMUTO?
SI
NO
IL PULSANTE DWN DEL TEMP. ESP. È PREMUTO?
SI
DECREMENTA DI 1 IL TEMP. ESP. È VISUALIZZA IL VALORE
NO
IL PULSANTE UP DEL TEMP. ESP. È PREMUTO?
SI
INCREMENTA DI 1 IL TEMP. ESP. È VISUALIZZA IL VALORE
MEMORIZZA IL VALORE NELLA EEPR0M
NO
IL PULSANTE RESET DEL TEMP. ESP. È PREMUTO?
NO
SI
AZZERA IL TEMP. ESP. È VISUALIZZA IL VALORE

***Figura 3*** *Diagramma di flusso*

tensione tra base ed emettitore e si fissa 0,8V. Il diodo D1di ricircolo, ha la funzione di fornire un percorso alla corrente di scarica della bobina del relè quando il transistor è interdetto (OFF). La mancanza di D1 potrebbe danneggiare il BJT, a causa delle sovratensione prodotte dalla bobina del relè durante il suo transitorio. Il circuito è dotato di un alimentatore on board. Il trasformatore T1 abbassa la tensione alternata di rete a 12Vac, il ponte a diodi D2 raddrizza la corrente del trasformatore ottenendo una tensione pulsante positiva di 100Hz, il condensatore elettroli-

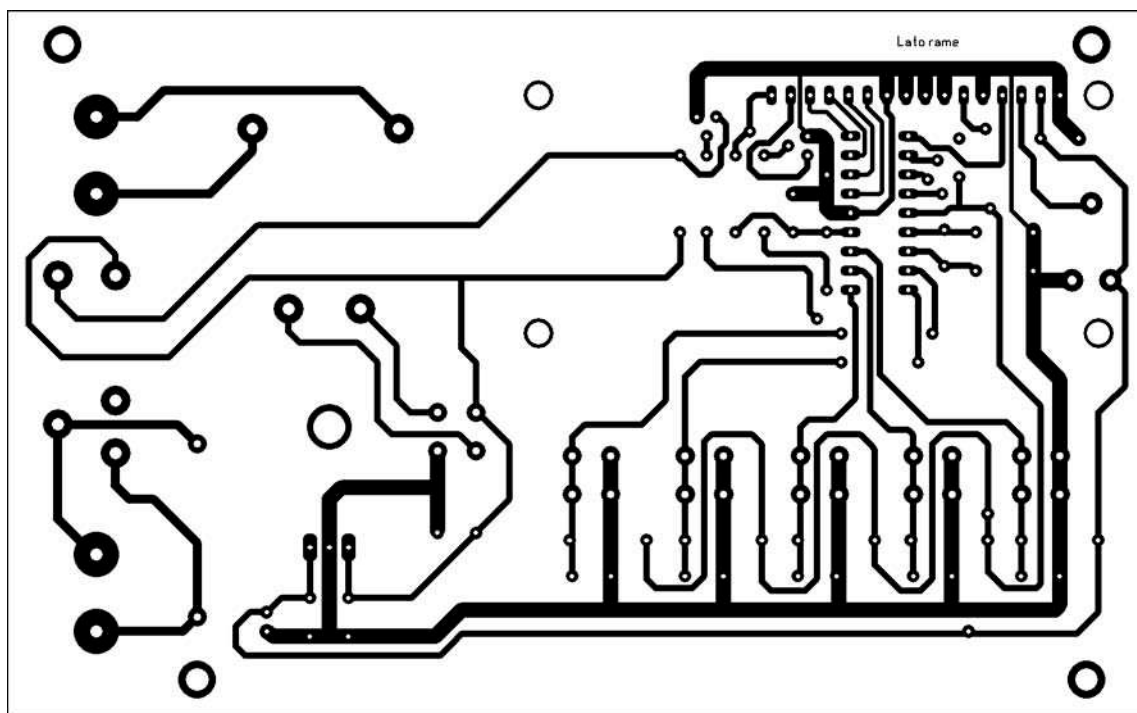



*Figura 4* Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame)

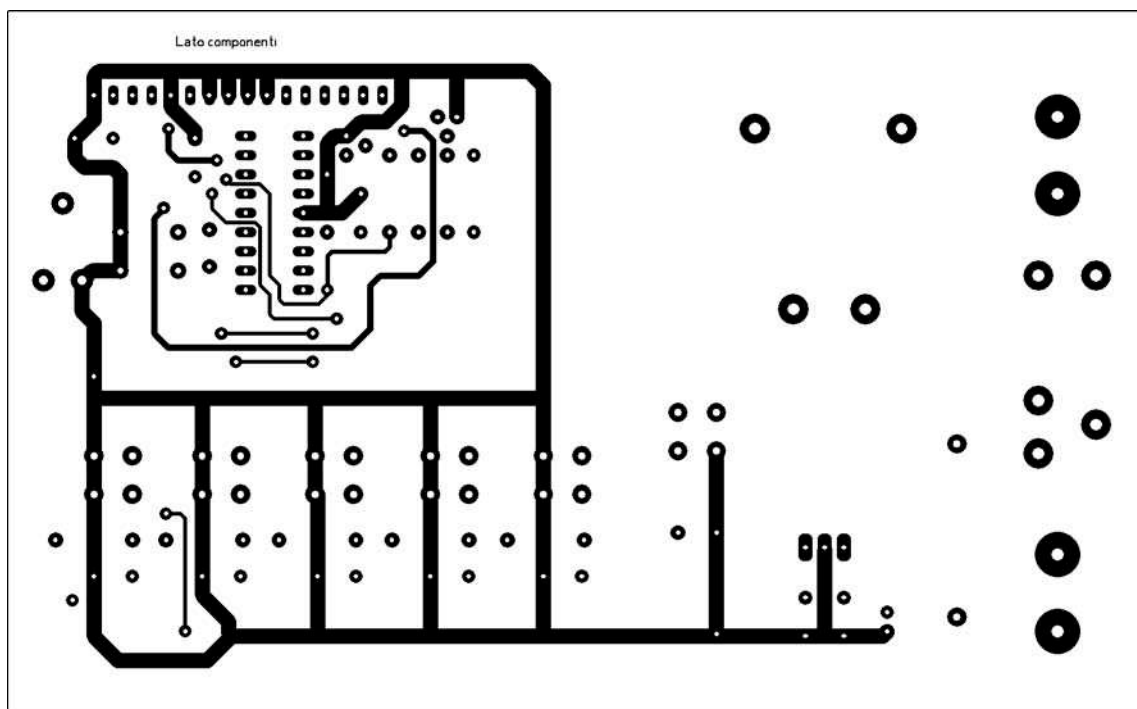



*Figura 5* Circuito stampato in scala 1:1 (lato componenti)

| Elenco componenti | |
|---|---|
| R1÷R6 | 10 KΩ  1/4 W |
| R7-R8 | 4.7 KΩ  1/4 W |
| V1 | 4.7 KΩ trimmer orizzontale passo 5 |
| C1 | 10 µF  25 V elettrolitico |
| C2-C3 | 47 pF ceramico |
| C4÷C13 | 100 nF 63V poliestere passo 5 |
| C14 | 1000 µF  25 V elettrolitico |
| C15 | 100 nF 1000V poliestere passo 22 |
| X1 | 4 MHZ quarzo |
| D1 | 1N4007 |
| D2 | W06 ponte a diodi |
| Q1-Q2 | BC337 |
| U1 | PIC16F628 |
| U2 | L7805 |
| LCD1 | CMC216-01 DIPLAY LCD 16X2 (vedi approfondimento) |
| S1 | Pulsante miniatura da N.A. 6x3.5xh5 mm (montato lato saldature) |
| S2-S3 | Pulsante da circuito stampato KS rosso |
| S4-S5-S6 | Pulsante da circuito stampato KS nero |
| T1 | Trasformatore da circuito stampato 3VA 9V |
| K1 | Relè 12V 1 scambio |
| P1-P2 | Morsetti  2 polo passo 9.52 mm |
| N.1 | Dissipatore MIL7 |

tico di livellamento C14 applicato dopo il ponte diodi serve a fornire al circuito la tensione e la corrente di cui ha bisogno per essere alimentato, quando la semionda positiva scende dal suo valore massimo a 0V, o sale da 0V verso il suo valore massimo positivo.
L'integrato stabilizzatore U2 mantiene costante la tensione a +5Vcc, anche nei confronti di variazioni di carico. L'integrato U2 ha una altra funzione quella di eliminare il ripple residuo, cioè la quantità di tensione alternata residua che è sovrapposta alla tensione continua d'uscita sui terminali del condensatore C14. Il trimmer V1 è usato per regolare il contrasto del display. Il pulsante S1 è adoperato per eseguire il Reset del PIC. Il condensatore C15 in poliestere posto in parallelo ai contatti del relè K1 ha la funzione di salvaguardare i contatti del relè al momento della commutazione, poiché nelle puntine del relè scorre un'elevata corrente, che alla chiusura dei contatti può provocare dei rimbalzi in grado di provocare scintillii che nel tempo potrebbero danneggiare le puntine.

## Funzionamento del firmware

In figura 3 e illustrato il diagramma di flusso del firmware, non è illustrato il funzionamento della retro illuminazione perché complicherebbe la

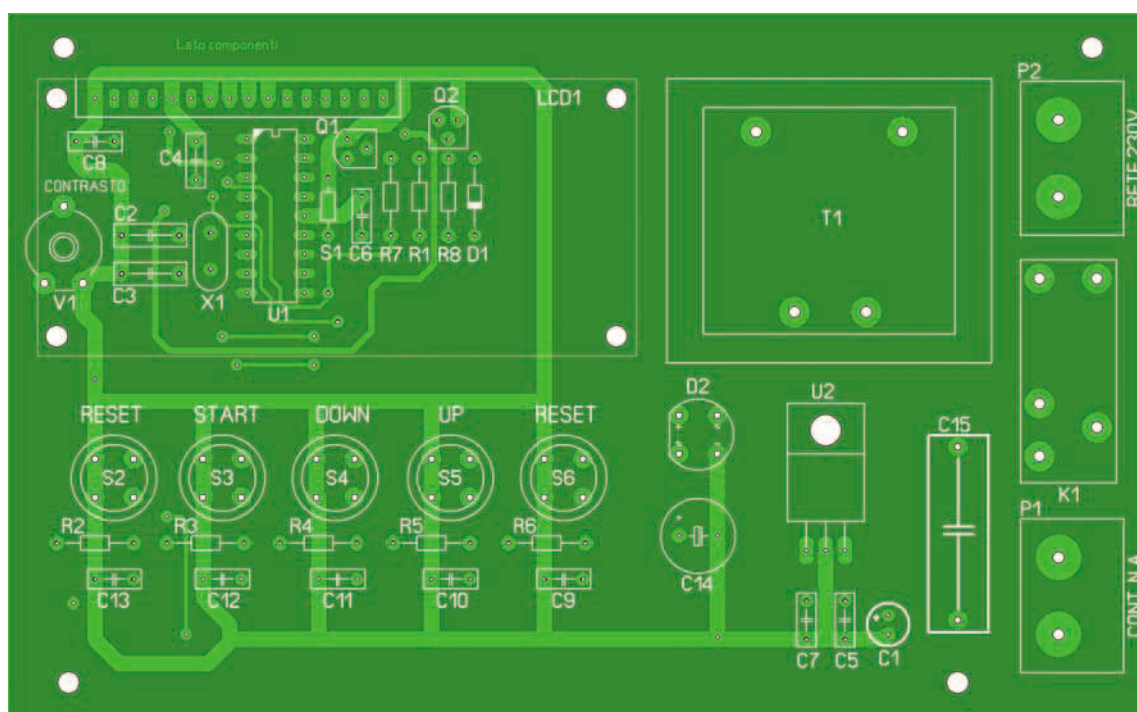
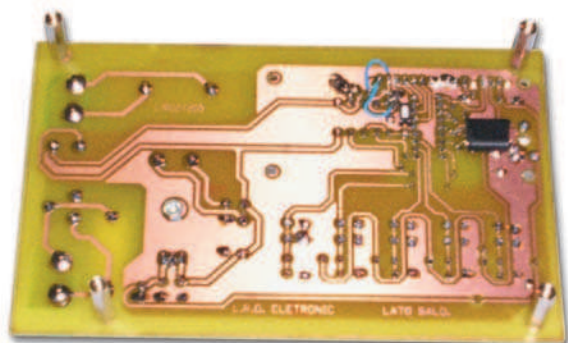



*Figura 6* Piano di montaggio

comprensione del funzionamento del programma principale ma essa è descritta più avanti. Osservando il diagramma si deduce che ad ogni pressione del pulsante S5 (Up) si vedrà sulla prima riga del display aumentare il tempo d'esposizione di un secondo, con S4 (Dwn) sì decrementa di un secondo, con S6 (Reset) si cancella il tempo d'esposizione. Con questi pulsanti è possibile impostare il tempo d'esposizione da 1 a 3600 secondi e memorizzarlo nella EEPROM del PIC in modo che in assenza di corrente il tempo d'esposizione non vada perduto. Con la pressione di S3 (Start) si effettua l'avvio del timer e nella seconda riga si vedranno aumentare i secondi trascorsi fino a quando il timer avrà raggiunto il valore del tempo d'esposizione e sul display si vedrà la scritta FINE FOTO INCISIONE e la retro illuminazione lampeggiare. Il pulsante S2 (Reset) esegue in qualsiasi momento il Reset del timer. La retro illuminazione è gestita da un sotto programma, essa si attiva ad ogni pressione dei cinque pulsanti citati sopra e si spegne dopo 3 secondi se nel frattempo non è stato premuto alcun pulsante.

## REALIZZAZIONE PRATICA

Per prima cosa usando i master di figura 4 e figura 5 bisogna realizzare un buon circuito stampato forarlo in tutte le sue parti, sgrassarlo per bene con diluente in modo da avere il rame pulito e lucido, e poi consiglio di verniciarlo con della lacca saldabile in modo che con il tempo non si ossidi. In figura 6 vediamo la disposizione dei componenti sulla basetta. Il PCB e stato realizzato su due facce di conseguenza bisogna realizzare i fori passanti con del filo da 0.8 mm rigido e saldarlo da entrambi i lati. Il pulsante S1 e il quarzo X1 vanno montati sul lato saldature (figura 7), però prima di provvedere alla saldatura X1 bisogna isolare il suo corpo con della guaina termostringente o del nastro isolante, questo per evitare che il corpo urti con le piste vicine provocando il mal funzionamento del circuito. In seguito si prosegue al montaggio dei componenti a basso profilo resistori, diodi, zoccoli, e dopo con i componenti con maggiore ingombro quali condensatori, pulsanti e il trasformatore. Per l'integrato stabilizzatore U2, occorre una aletta di dissipazione tipo TO220 o MIL 7 e prima di fissarla deve essere isolata dal circuito stampato con del nastro isolante o carta. Il display LCD va fissato al circuito stampato tramite dei strip a tulipano a passo 2.54mm. Finito il montaggio bisogna scaricare il file eseguibile del PIC dal sito fare elettronica e programmarlo tramite IC PROG.

## COLLAUDO

Per collaudare questa scheda occorre una normale lampada con relativo porta lampada, una spina e dei cavetti. Bisogna collegare la spina (figura 8) con dei cavetti al morsetto P2. La lampada va collegata un polo al morsetto P2 e un polo al morsetto P1, il polo che rimane libero del morsetto P1 va collegato altro polo di P2. Finito questo semplice cablaggio si può passare a provare il circuito: inserendo la spina nella presa di corrente si dovrebbe vedere nella prima riga del display il messaggio "TEMP. ESP. 0000", mentre nella seconda "TIMER 0000". Se questo non accade girare il trimmer V1 affinché si vedano queste due scritte. Inserire il valore del tempo d'esposizione desiderato con la procedura descritta precedentemente. Se la procedura è stata eseguita correttamente si vedrà la lampada accendersi per il tempo prefissato.

*Figura 7* Vista del lato saldature

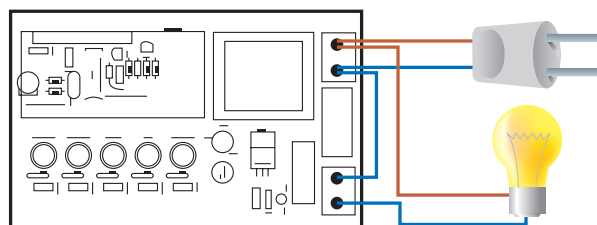



*Figura 8* Schema di collegamento alla lampada

## CONCLUSIONI

Nella sua semplicità questo progetto si rivelerà utilissimo non solo nell'utilizzo con un bromografo, utilizzo per il quale è stato progettato, ma si presterà a tantissime altre applicazioni. Il firmware è disponibile per il download dal sito di Fare Elettronica e sicuramente, potrà essere adattato a qualsiasi utilizzo.

**Codice MIP 255050**

### PIEDINATURA DEL DISPLAY LCD

Per evitare dubbi nella ricerca di questo display è illustrata la disposizione dei pin con la relativa descrizione.

| Pin | Nome | Funzione |
|---|---|---|
| 1 | GND o Vss | Ground Questo pin deve essere collegato con il negativo d'alimentazione. |
| 2 | VDD o Vcc | Power supply. Questo pin deve essere collegato con i +5 volt di alimentazione. |
| 3 | LCD | Liquid crystal driving voltage. A questo pin deve essere applicata una tensione variabile da 0 a 5 volt tramite un trimmer per regolare il contrasto del display. |
| 4 | RS | Register select. Questo pin è una linea di controllo con cui si comunica al display se si sta inviando sul bus dati (linee da DB0 a DB7) un comando (RS=0) oppure un dato (RS = 1). |
| 5 | R/W | Read, Write. Questo pin è un'altra linea di controllo con cui si comunica al display se s'intende inviare un dato al display (R/W=0) oppure leggere un dato dal display (R/W=1). |
| 6 | E | Enable. Questo pin è un'altra linea di controllo con cui si può abilitare il display ad accettare dati ed istruzioni dal bus dati (E=1). |
| 7 | DB0 | Data bus line 0 - Su queste linee viaggiano i dati tra il microcontrollore ed il display LCD. |
| 8 | DB1 | Data bus line 1 |
| 9 | DB2 | Data bus line 2 |
| 10 | DB3 | Data bus line 3 |
| 11 | DB4 | Data bus line 4 |
| 12 | DB5 | Data bus line 5 |
| 13 | DB6 | Data bus line 6 |
| 14 | DB7 | Data bus line 7 |
| 15 | Led– | Questo pin deve essere collegato con il negativo di alimentazione. |
| 16 | Led + | Questo pin deve essere collegato con il positivo di alimentazione. |

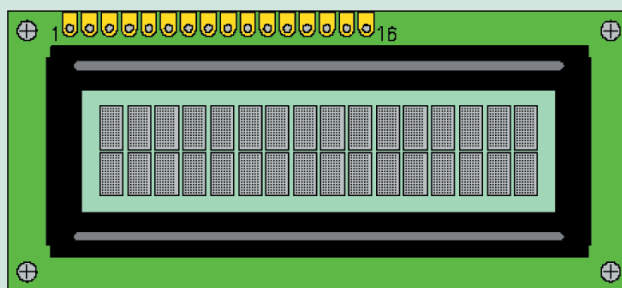



*Figura 9* Modulo LCD 16x2 vista frontale

# La tecnologia

*Lo standard LVDS (Low Voltage Differential Signaling) è nato per venire incontro alle crescenti necessità di incremento nelle prestazioni dei sistemi nei settori delle telecomunicazioni, computer, server, periferiche, eccetera, dove elevata velocità e capacità di trasferimento dati sono parametri sempre più qualificanti.*

## INTRODUZIONE

LVDS è una tecnologia di tipo differenziale caratterizzata da ridotti consumi e basso livello di rumore, indicata per la trasmissione dati ad alta velocità.

Ottimizzata per le interconnessioni di tipo punto-punto nelle telecomunicazioni, nella trasmissione dati per le periferiche e i display, LVDS supporta l'ampiezza di banda necessaria per trasportare dati ad alta velocità su pcb e cavi.

Nonostante le tradizionali interfacce di tipo differenziale, se rapportate a quelle a singolo conduttore (*single ended*), forniscano già significativi benefici sia in termini di signal integrity che di velocità, la tecnologia LVDS si sta imponendo per il superiore throughput e per i consumi molto più limitati.

## CHE COS'È LO STANDARD LVDS? PARAMETRI CARATTERISTICI

Analizziamo ora le caratteristiche di questo tipo di interfaccia. La tecnologia LVDS è definita nello standard TIA / EIA-644. Rappresenta un'interfaccia di tipo differenziale a bassa tensione, pensata primariamente per il pilotaggio di linee punto-punto e multi-drop. Lo standard è stato sviluppato sotto l'egida del comitato Data Trasmission Interface TR30.2 e specifica un data-rate massimo di 655 Mbit/s, anche se alcune applicazioni odierne per stream seriali di dati si stanno spingendo molto oltre questo limite: oggigiorno si richiedono throughput di parecchi gigabit al secondo mantenendo un'alta immunità a rumore. Rispetto agli altri standard di interfaccia per linee differenziali, come l'RS-422 o l'RS-485, LVDS possiede un più contenuto "swing" differenziale, avendo una tipica escursione di tensione di 350 mV e un offset di 1.25V rispetto a massa (vedere figura 1).

Nella figura 2 vediamo messe a confronto diverse tecnologie di trasmissione: dallo standard RS-232 all' RS-422/485, al 10/100 Ethernet, all'LVDS, eccetera. Il parametro che questo grafico caratterizza è il data-rate, in Megabit al secondo, ottenibile sul canale di trasmissione in relazione alla distanza percorsa.

È evidente come vi sia una relazione inversa tra la velocità di trasmissione dei dati e la distanza raggiungibile senza degradazione del segnale. Lo standard RS-422/485 è quello più adatto alle lunghe distanze (anche 1 Km), mentre il CML consente di ottenere la massima velocità di trasferimento, ma solo per un paio di metri di lunghezza.

# LVDS

di Agostino Rolando

LVDS realizza dunque una configurazione di tipo differenziale a corrente costante e basso swing di tensione, in grado di supportare rapide commutazioni e caratterizzata da bassi consumi. La configurazione circuitale tipica per il collegamento tra driver e receiver (mostrata in figura 3) possiede determinati pregi che sono assenti nelle tecnologie di tipo single-ended, come la reiezione di modo comune e la rispondenza ai requisiti di failsafe, argomenti di cui parleremo in dettaglio nel seguito della trattazione.
Approfondiamo ora le caratteristiche principali di questa tecnologia.

## MODALITÀ DI TRASMISSIONE DIFFERENZIALE

La trasmissione di segnali di tipo differenziale offre parecchi vantaggi nei confronti di quella unipolare. Come abbiamo già visto, l'interfaccia LVDS, in particolare, è centrata sul livello di riferimento di 1.25 Volt, con uno *swing* di 350 mV ed è indipendente dalla tensione di alimentazione del dispositivo. Questo non solo si traduce in un segnale più rapido e più stabile, ma rende anche possibile la migrazione verso il progetto di sistemi con più modeste correnti di alimentazione.
Un ulteriore vantaggio della tecnologia differenziale rispetto a quella unipolare consiste nel fatto che le linee differenziali bilanciate trasportano segnali strettamente accoppiati ma di opposta polarità, il che riduce efficacemente l'emissione elettromagnetica, in quanto i campi magnetici concatenati a ciascuno dei conduttori hanno la particolarità di elidersi a vicenda.

## REIEZIONE DI MODO COMUNE

La segnalazione di tipo differenziale è inoltre caratterizzata dall'elevata reiezione di modo comune: il ricevitore ignora i disturbi indotti in ugual modo sulle due linee in quanto considera solamente la differenza tra i segnali. Per i dispositivi LVDS il range di tensione di modo comune

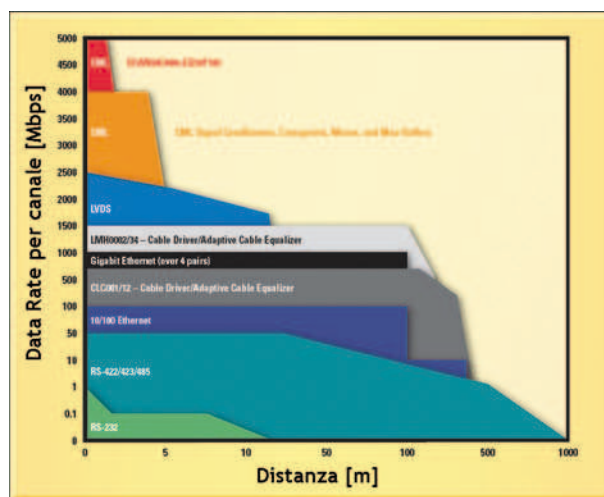



*Figura 2* Relazione tra il data-rate e la distanza percorribile per alcuni standard di trasmissione

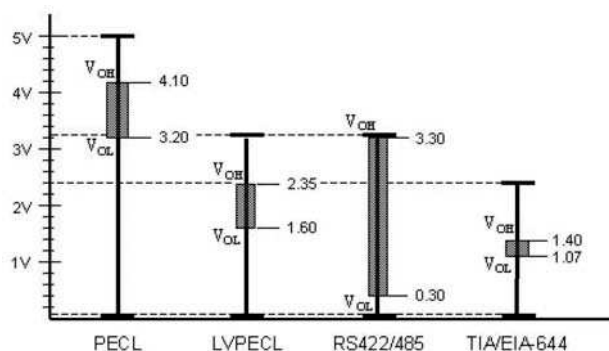



*Figura 1* Confronto tra i livelli di tensione di differenti standard

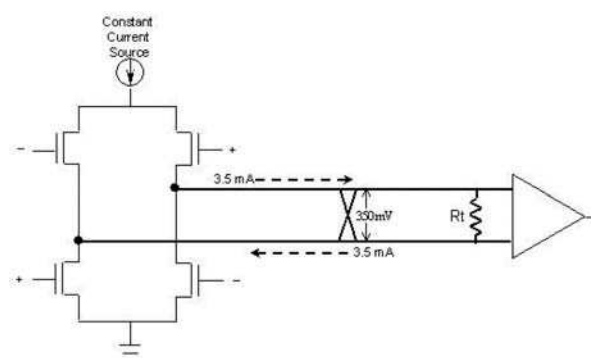



*Figura 3* Schematica per il collegamento driver / receiver

in ricezione va da 0.05 V a 2.35 V; l'offset del segnale, rispetto al riferimento di massa, è di +/-1V, come evidenziato in figura 4.

## FAILSAFE

Nell'ambito dell'affidabilità (*reliability*) di un sistema di comunicazione, con il termine *failsafe* si intende la capacità del sistema di resistere a certe situazioni estreme di fault che eventualmente si potrebbero verificare.
In particolare si vuole che, in caso di fault sugli ingressi, l'uscita del ricevitore di linea si mantenga ad un livello di tensione ben definito, ad esempio sempre a polarità HIGH.
Se così non fosse, l'utilizzatore a valle del receiver si vedrebbe arrivare una transizione spuria che potrebbe porlo in uno stato indesiderato.
Failsafe è dunque sinonimo di robustezza ai disturbi o a condizioni accidentali, quali possono essere le situazioni in cui un rumore esterno supera la soglia di immunità del ricevitore, oppure quando gli ingressi risultano scollegati, oppure la sorgente di segnale a monte del circuito viene spenta o, infine, se si verifica un corto circuito sugli ingressi. Questi requisiti

*Figura 4* Range per la tolleranza ai disturbi di modo comune per i dispositivi LVDS

*Figura 5* Varie tipologie di terminazione

sono definiti nello standard TIA/EIA-644, a cui LVDS soddisfa, consentendo un grosso beneficio per il progettista di sistema in quanto elimina possibili fonti di impredicibilità.

## TERMINAZIONI DI LINEA

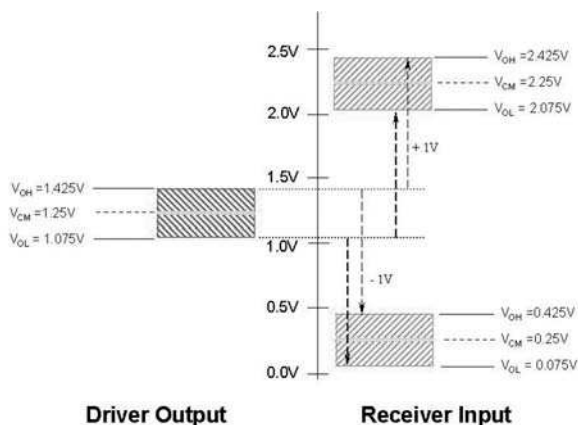
La terminazione di linea per un'interfaccia LVDS è necessaria all'ingresso del ricevitore per poter generare la corretta tensione di uscita differenziale $V_{OD}$.

Le spefiche TIA/EIA-644 definiscono un valore teorico di terminazione compreso fra 90 e 132 Ohm. Nella pratica, a seconda dell'impedenza caratteristica della linea che si utilizza, sono raccomandate resistenze di terminazione tra 90 e 110 Ohm.

Se confrontato con altri standard, il circuito tipico nel caso di applicazione LVDS è caratterizzato da una maggiore semplicità (vedere figura 5).
Lo standard ECL/PECL, per controesempio, prevede un pull-down da 220 Ohm su ciascuna delle uscite del driver più una resistenza aggiuntiva da 100 Ohm in parallelo.
Lo standard GTLP, invece, disponendo di uscita open-drain, prevede una doppia resistenza di terminazione da 50 Ohm interposta come pull-up verso la tensione di 1.5V.

## ELEVATA VELOCITÀ DI COMMUTAZIONE

Il tipico *slew-rate* di un'interfaccia LVDS, misurato tra il 10% e il 90% del fronte del segnale, è inferiore a 1V/nS. Nel caso di linee di breve lunghezza, quando cioè questo parametro diventa confrontabile con il tempo di percorrenza della linea stessa, il carico non può più essere trattato come una costante concentrata e devono essere tenuti in conto i parametri e gli effetti propri di una linea di trasmissione. Il caso tipico è quello in cui i driver-receiver di tipo LVDS vengono impiegati come buffer nei backplanes degli apparati per TLC; una metodica di tipo soltanto digitale potrebbe portare a gravi malfunzionamenti; il progettista, in questi casi, deve necessariamente affrontare il disegno del circuito con un approccio di tipo analogico.

Ad esempio, uno degli aspetti più importanti, che dà luogo a contributi significativi nel tasso

# Quartiere Fieristico CIVITANOVA MARCHE (MC)

# 8-9-10 dicembre 2006

## 22ª Mostra Mercato Nazionale Radiantistica Elettronica

Materiale radiantistico per C.B. e radioamatori
Apparecchiature per telecomunicazioni - Surplus
Telefonia - Computers
Antenne e Parabole per radioamatori e TV sat
Radio d'epoca - Editoria specializzata

## "2° Mercatino del Radioamatore"

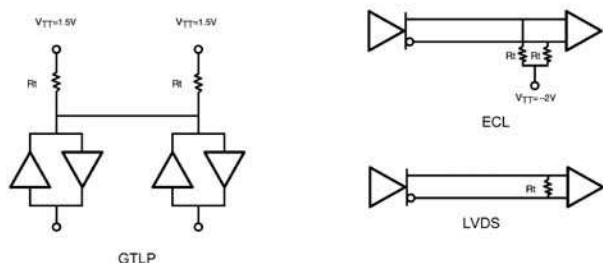
Libero scambio tra privati
di apparecchiature amatoriali

in collaborazione con
Associazione Radioamatori Italiani
Sezione di Civitanova Marche

## DISCO

Mostra mercato
del disco usato in vinile
e CD da collezione

## Orario:

9,00-13,00
15,00-19,30

**ERF • ENTE REGIONALE PER LE MANIFESTAZIONI FIERISTICHE**
**Quartiere Fieristico di Civitanova Marche • Tel. 0733 780811 • Fax 0733 780820**

*www.erf.it* *e-mail: civitanova@erf.it*

Codice MIP 255063

di *bit-error* per collegamenti di media/breve lunghezza, è il fenomeno della riflessione.
La riflessione del segnale è dovuta a disadattamenti di impedenza, che portano a ripple capacitivi o induttivi nel segnale che transita. Questo si ripercuote, in definitiva, in una degradazione del segnale utile che arriva al ricevitore; per questa ragione è essenziale che tutte le impedenze in gioco, sia a livello dei cavi che dei bus e delle terminazioni resistive, siano tutte perfettamente adattate. La reiezione di modo comune dei buffer LVDS aiuta a minimizzare gli effetti delle riflessioni dovuti a mismatch di impedenza sulle linee di trasmissione.

## JITTER

Il fenomeno del jitter digitale può influenzare in più modi l'operatività di un sistema.
Tipicamente, un canale di trasmissione fa transitare i segnali a una determinata bit-rate o in un certo range di bit-rate. Il jitter ha l'effetto pratico di "accorciare" o "allungare" il tempo di bit, provocando la perdita casuale di parte delle informazioni fino, al limite, a superare la capacità di correzione del timing di cui il sistema dispone.

Il jitter si evidenzia con una variazione casuale del fronte di segnale (vedere figura 6), il quale si trova a "shiftare" nei confronti di un timing di riferimento. Si esprime solitamente in picosecondi (pS), in percentuale (%) o come frazione del tempo unitario (UI). Le sue cause sono imputabili a diversi fattori, tra cui fenomeni di riflessione, rumore o diafonia. Il jitter si può classificare in tre categorie principali:

- Deterministico
- Random
- Dipendente dalla frequenza

Il jitter deterministico è sostanzialmente una modifica nella fase del segnale legata a determinati parametri fisici, come ad esempio la limitatezza della banda passante del canale dati.
Il jitter random è invece dovuto al rumore termico o ad altri fattori casuali non collegati necessariamente a particolari caratteristiche del sistema.
Infine, il jitter dipendente dalla frequenza è causato specialmente da rumore indotto, per esempio, dall'alimentatore oppure da fenomeni di diafonia.

Il jitter si evidenzia bene per mezzo del cosiddetto "pattern a occhio" (eye pattern), di cui la figura 7 mostra un esempio per un collegamento ad elevata bit-rate. Esso fornisce informazioni importanti: l'apertura dell' "occhio" dà un'indicazione sulla bontà del segnale e il jitter si misura a partire dal punto di commutazione.
In generale, questo tipo di visualizzazione è molto utile per valutare l'entità di fenomeni di varia natura, come interferenza intersimbolica, diafonia, skew e riflessioni.

## CONFIGURAZIONI

### Punto-Punto

I drivers e receivers LVDS si comportano in maniera ottimale quando sono impiegati in configurazione punto-punto, come in figura 8a.

La linea di trasmissione dev'essere terminata, a

**Figura 6** *Segnale digitale affetto da jitter*

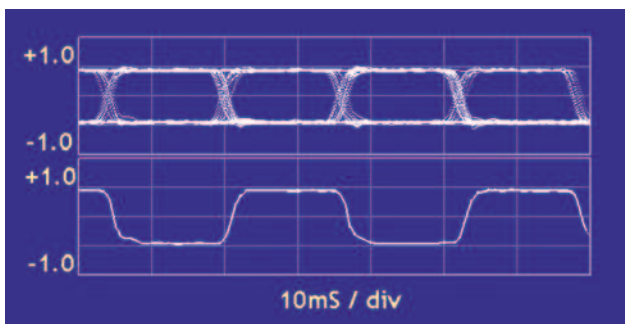



**Figura 7** *Pattern "a occhio" rilevato all'uscita del driver*

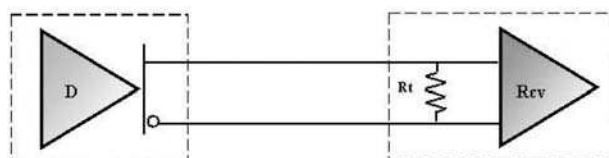



**Figura 8a** *Tipica configurazione punto-punto*

livello del ricevitore, con una resistenza tra 90 e 110 Ω (il valore tipico raccomandato è di 100 Ω) da posizionare quanto più possibile in prossimità dei pin di ingresso, a livello del circuito stampato. La maggior parte dei cavi twistati, come il diffuso UTP CAT5 della nostra rete LAN di casa, hanno impedenza di circa 100 Ω e la resistenza di terminazione è raccomandata per evitare disadattamenti di impedenza sulla linea di trasmissione che potrebbero portare a gravi malfunzionamenti.

### Multi-drop

I dispositivi LVDS si possono utilizzare in configurazione multi-drop (esempio in figura 8b), quella tipicamente adottata nei cablaggi stampati o nelle applicazioni box-to-box, situazioni in cui le distanze sono molto brevi. In questi casi la resistenza di terminazione viene disposta in prossimità del receiver che si trova all'estremità opposta del bus, come illustrato in figura 8b.

Quando il tempo di transito dal driver al receiver è critico, come nel caso di segnali ad alta frequenza, il sistema si può modificare come da figura 8c; qui il pilotaggio viene fatto al centro della linea.
In questa situazione, le resistenze di terminazione sono necessarie ad entrambe le estremità del bus, per impedire il verificarsi di riflessioni. Vengono "viste" dal driver come un network in parallelo, per cui questo deve fornire una corrente di pilotaggio doppia rispetto al caso tradizionale.

### Multi-punto

In un bus in configurazione di tipo multi-punto il driver può essere sistemato in un punto qualunque del tratto di linea, come esemplificato dalla figura 8d. Per questa ragione, analogamente al caso multi-drop con pilotaggio centrale già visto, occorre disporre una resistenza di terminazione a ciascuna delle estremità del bus. La conseguenza è, anche in questo caso, il fatto che il driver "vede" un carico costituito da due resistenze in parallelo e deve fornire una corrente doppia sul bus.

I dispositivi LVDS non sono nati propriamente per supportare sistemi multi-punto in quanto la

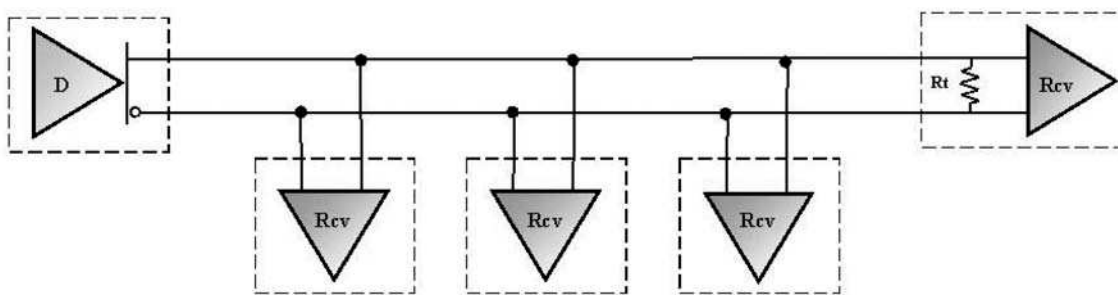



*Figura 8b* Tipica configurazione multi-drop

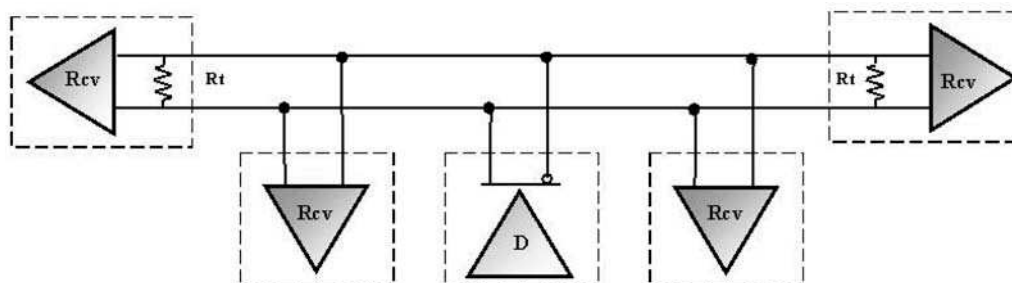



*Figura 8c* Configurazione multi-drop con pilotaggio al centro

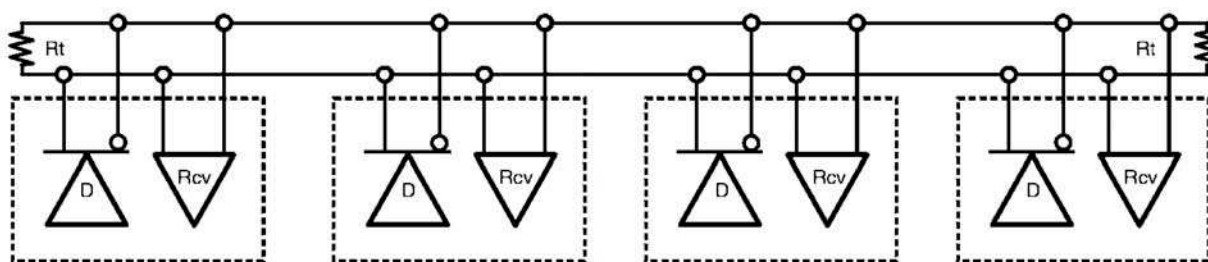



*Figura 8d* Configurazione multi-punto

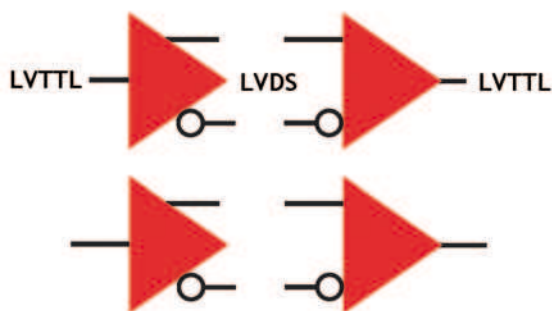



*Figura 9a* Impiego come driver/receiver

corrente dinamica di pilotaggio che possono erogare, specificata dallo standard RS644, è di appena 3.5 mA. Per questo, se ne producono alcune famiglie di tipo "high drive", detti anche M-LVDS (Multi-point LVDS), ad esempio da Fairchild Semiconductor, in grado di erogare tipicamente 11 mA.

## CAMPI DI APPLICAZIONE

Prendiamo ora in considerazione alcune delle più diffuse funzionalità realizzabili con l'interfaccia LVDS.

### Driver/receiver

Come abbiamo già accennato in precedenza, l'impiego del buffer LVDS come driver/receiver per linee dati ad alta velocità rappresenta il tipico campo di applicazione di questi dispositivi ed è tale che i drivers traslano i segnali da livello LVTTL a livello LVDS, mentre i receivers effettuano la traslazione inversa (figura 9a).

## Matrice di interconnessione

In questo tipo di applicazione, esemplificata nella figura 9b, dato un certo numero di ingressi e di uscite, quello che si vuole realizzare è il collegamento tra uno qualsiasi degli ingressi con una qualsiasi delle uscite, senza rinunciare alle caratteristiche di alta velocità tipiche della famiglia.

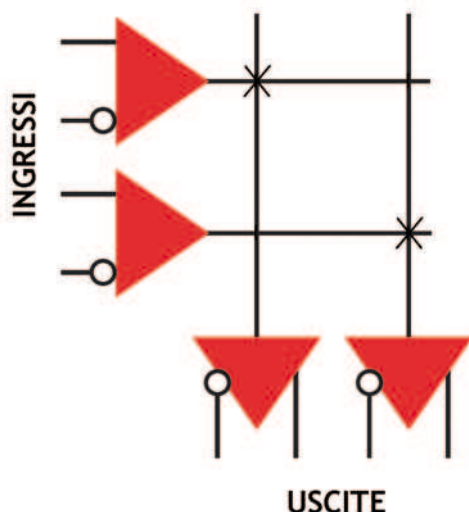



*Figura 9b* Configurazione a Crosspoint Switch

## Serializzatore/deserializzatore (Serdes)

Serializzare comporta trasformare più segnali LVTTL in un unico segnale seriale (figura 9c). Questa applicazione consente di risparmiare il numero di collegamenti fisici esistenti tra un dispositivo centrale e una sua periferica, come ad esempio il telefono cellulare e il suo display, rendendo il sistema più robusto ed economico.

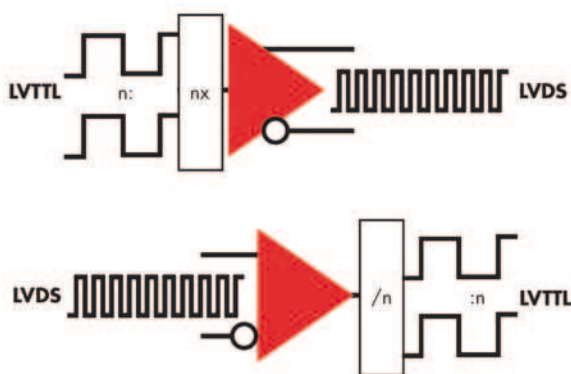



*Figura 9c* Serializzatore-Deserializzatore

## Ripetitore di segnale

Il ripetitore di segnale LVDS accetta in ingresso un segnale differenziale e fa da buffer fornendo un'uscita pure differenziale (figura 9d).

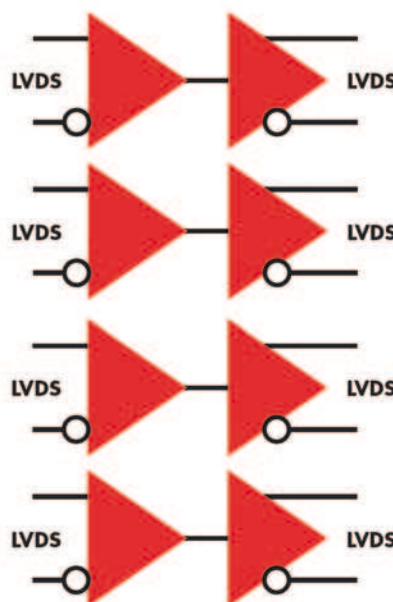



*Figura 9d* Ripetitore di segnale

## DISPOSITIVI INTEGRATI

La tabella 1 riassume alcuni esempi di dispositivi integrati discreti LVDS, suddivisi per funzione, unitamente a vari produttori (Fairchild, National, eccetera).
Un capitolo a parte, che non trattiamo in questa sede, è rappresentato dai dispositivi programmabili più avanzati (come CPLD o FPGA di Xilinx, Altera, Lattice, eccetera), i quali integrano già al loro interno driver/receiver di vari standard, tra cui l'LVDS. Per questi dispositivi, per selezionare la tipologia del buffer occorre soltanto inserire un opportuno "constraint" nel file di configurazione.

## PACKAGES

Gli integrati LVDS sono disponibili in un'ampia tipologia di package, come si puo vedere nella tabella 2.

## APPROFONDIMENTI

### Interoperabilità tra famiglie diverse

Attualmente le famiglie di componenti LVDS sono piuttosto numerose, al punto che differenti versioni di questi dispositivi possono coesistere in un medesimo sistema, creando non pochi problemi di interoperabilità. Il fatto che esistano

degli standard aiuta a ridurre al minimo le problematiche di incompatibilità (tra l'altro, è proprio per questo motivo che gli standard vengono ideati).
Per esempio, lo standard TIA/EIA-644A definisce le prestazioni dei dispositivi LVDS per le applicazioni punto-punto e multidrop; lo standard TIA/EIA-899, invece, si riferisce ai dispositivi M-LVDS per applicazioni multi-punto. Quando si sviluppa un sistema ex-novo conviene utilizzare dispositivi di provenienza omogenea.
Nella realtà, invece, spesso si deve far interoperare moduli di fabbricanti diversi e le cose diventano complicate. La tabella 3 evidenzia le diverse tensioni di soglia per le famiglie più comuni di dispositivi LVDS.

## Compatibilità tra LVDS e RS-422/RS-485

Il circuito di interfaccia LVDS non è propriamente inteso per il collegamento diretto con altre tipologie di standard, come possono essere ad esempio l'RS-422, l'RS-485 o anche il PECL (Positive Emitter Coupled Logic).
Sotto certe condizioni, l'interoperabilità dell'LVDS con gli altri standard menzionati può essere possibile, ma richiede di interporre opportune reti circuitali di adattamento.
Come si procede?
Occorre innanzi tutto confrontare le caratteristiche di uscita del generatore con quelle di ingresso del ricevitore, nello specifico la tensione differenziale del driver ($V_{OD}$) e la sua ten-

Drivers and Receivers

| Device Description | Packages | Leads | FAIRCHILD | National | TI | Pericom | Maxim |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 Bit Driver, 3.3V | SOT23-5 | 5 | FIN1001 | | SN65LVDS1 | | |
| 1 Bit Driver, 3.3V | SOIC, US8 | 8 | FIN1017 | DS90LV017(A) | | PI90LV017A | MAX9110 |
| 1 Bit Receiver, 3.3V | SOT23-5 | 5 | FIN1002 | | SN65LVDS2 | | |
| 1 Bit Receiver, 3.3V | SOIC, US8 | 8 | FIN1018 | DS90LV018(A) | | FI90LV018A | MAX9111 |
| 1 Bit Driver/Receiver 3.3V | SOIC, TSSOP | 14 | FIN1019 | DS90LV019 | SN65LVDS180^ | PI90LV180^ | |
| 2 Bit Driver with Enables, 3.3V | TSSOP | 14 | FIN1025 | | | | |
| 2 Bit Receiver with Enables, 3.3V | TSSOP | 14 | FIN1026 | | | | |
| 2 Bit Driver, 3.3V | SOIC | 8 | FIN1027 | DS90LV027(A) | SN65LVDS9638^ | PI90LV027A | MAX9112 |
| 2 Bit Receiver, 3.3V | SOIC | 8 | FIN1028 | DS90LV028(A) | SN65LVDS9637^ | PI90LV028A | MAX9113 |
| 4 Bit Driver, 3.3V | SOIC, TSSOP | 16 | FIN1031 | DS90LV031(A) | SN65LVDS31 | PI90LV031A | MAX9124 |
| 4 Bit Receiver, 3.3V | SOIC, TSSOP | 16 | FIN1032 | DS90LV032(A) | SN65LVDS32 | PI90LV032A | MAX9125 |
| 4 Bit Broadside Driver, 3.3V | SOIC, TSSOP | 16 | FIN1047 | DS90LV047(A) | SN65LVDS047 | | MAX9123 |
| 4 Bit Broadside Receiver, 3.3V | SOIC, TSSOP | 16 | FIN1048 | DS90LV048(A) | SN65LVDS048 | | MAX9121 |
| 2 Bit Driver/Receiver, 3.3V | TSSOP | 16 | FIN1049 | DS90LV049 | | | |
| 4 Bit Driver, 5V | SOIC, TSSOP | 16 | FIN1531 | DS90C031(B) | | | |
| 4 Bit Receiver, 5V | SOIC, TSSOP | 16 | FIN1532 | DS90C032(B) | | | |

Repeaters, Crosspoint Switches, and Clock Drivers

| Device Description | Packages | Leads | FAIRCHILD | National | TI | Pericom | Maxim |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2x2 Cross-point Switch, 800M | SOIC, TSSOP | 16 | FIN1022 | DS90CP22 | SN65LVDS22^ | PI90LV022^ | MAX9152 |
| 1 Bit LVDS-LVDS Repeater, 1.2G | SOIC, US8 | 8 | FIN1101 | DS90LV001 | | | |
| 2 Bit LVDS-LVDS Repeater, 1.2G | TSSOP | 14 | FIN1102 | | | | |
| 4 Bit LVDS-LVDS Repeater, 1.2G | TSSOP | 24 | FIN1104 | | | | |
| 8 Bit LVDS-LVDS Repeater, 1.2G | TSSOP | 48 | FIN1108 | | | | |

Serializers and Deserializers

| Device Description | Packages | Leads | FAIRCHILD | National | TI | Pericom | Maxim |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 21:3 Transmitter 20-66MHz 1.38G | TSSOP | 48 | FIN1215 | DS90CR215 | SN64LVDS95 | | |
| 3:21 Receiver 20-66MHz 1.38G | TSSOP | 48 | FIN1216 | DS90CR216 | SN64LVDS96 | | |
| 21:3 Transmitter 20-86MHz 1.80G | TSSOP | 48 | FIN1217 | DS90CR217 | | | |
| 3:21 Receiver 20-86MHz 1.80G | TSSOP | 48 | FIN1218 | DS90CR218 | | | |
| 24 Bit, 65MHz Flat Panel Display Transmitter, 3.3V | TSSOP | 56 | FIN3383 | DS90C383A | SN75LVDS83 | | |
| 24 Bit, 85MHz Flat Panel Display Transmitter, 3.3V | TSSOP | 56 | FIN3385 | DS90C385 | | | |

Packages

| | Packages | FAIRCHILD | National | TI | Pericom | Maxim |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | TSSOP | MTC(X) | TMTC(X) | PW(R) | L | |
| | SOIC | M(X) | TM(X) | D(R) | W | ESA |
| | SSOP | MSA(X) | MSA(X) | | | |
| | US8 | K8(X) | NA | | | |
| | TQFP | VB(X) | | | | |
| | SOT23-5 | M5(X) | | | | |

Nota : ^ indica differente pinout

*Tabella 1 Cross reference per dispositivi LVDS di diversi produttori*

sione di offset ($V_{OS}$) non devono eccedere il range di ingresso caratteristico del ricevitore LVDS RS-644. Analogamente, le soglie di ingresso del ricevitore e il suo range di tensione devono essere tali da accettare i livelli di uscita del driver LVDS.
Per quanto riguarda la corrente, i driver che sono compatibili con lo standard TIA/EIA-644 devono essere in grado di erogare una corrente di da 2.5 a 4.5 mA.
Come si può vedere nella figura 10, la tensione differenziale risultante ($V_{OD}$) va da un minimo di 250 mV a un massimo di 450 mV ai capi della resistenza di terminazione da 100 Ohm.
La tensione di offset del driver ($V_{OS}$), riferita al punto centrale della resistenza, è tipicamente di +1.2V rispetto al riferimento di massa comune del circuito.
Un qualunque receiver di tipo bilanciato che abbia un range di ingresso da 0 a +2.4V e soglia inferiore o uguale a 200 mV può essere reso compatibile e quindi interoperare direttamente con driver bilanciati di altro genere.
La compatibilità è possibile a patto che il driver bilanciato non violi il range massimo di tensione tollerato in ingresso al receiver e generi una

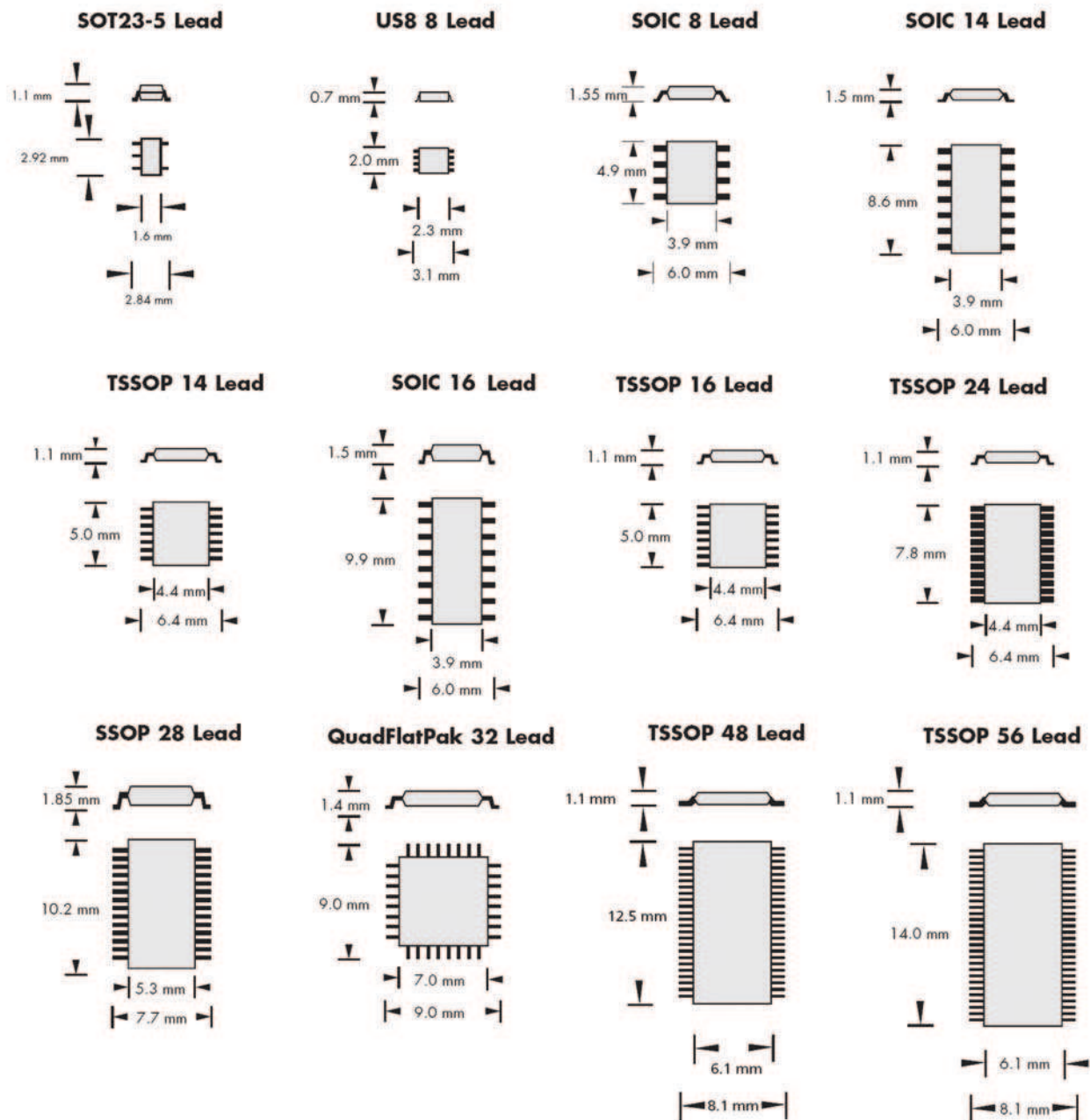



*Tabella 2 Packages disponibili*

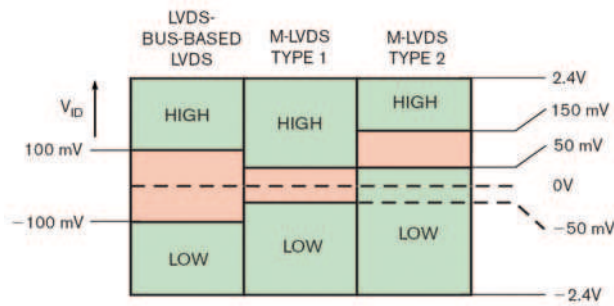



*Tabella 3* *Comparazione tra le tensioni di soglia dei ricevitori in alcune famiglie LVDS*

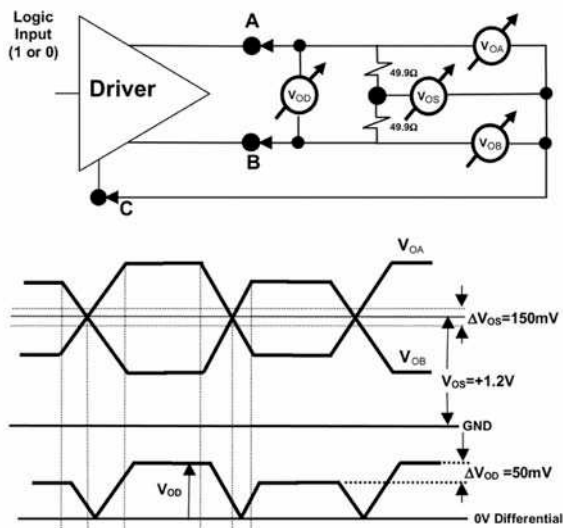



*Figura 10* *Livelli di uscita del driver*

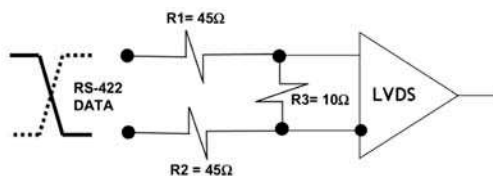



*Figura 11* *Interfacciamento di una linea RS-422 con un receiver LVDS*

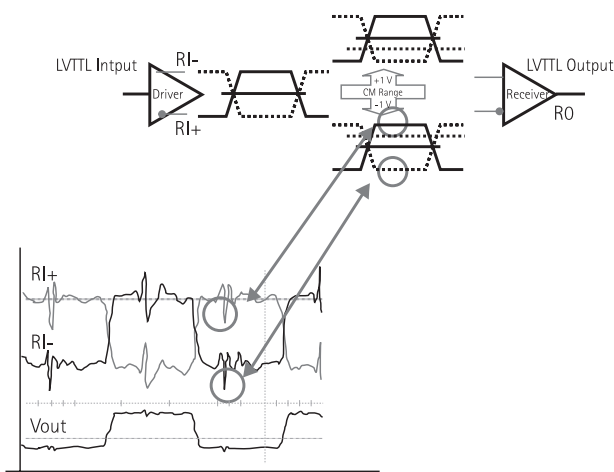



*Figura 12* *Benefici della reiezione di modo comune per segnali di clock*

tensione differenziale ($V_{OD}$) di almeno 100 mV e non superiore a 600 mV.
L'interoperabilità con drivers che abbiano tensioni differenziali di uscita a swing più ampio è possibile se si interpone un circuito di attenuazione ai pin di interfaccia del componente, come illustrato in figura 11.

## DISTRIBUZIONE DEL CLOCK

La tecnologia LVDS è ideale per la distribuzione di segnali critici, come quelli di clock ad alta frequenza nei circuiti digitali.
In un circuito stampato le piste di clock di tipo single-ended, specialmente se di una certa lunghezza, rappresentano molto spesso un problema per il progettista elettronico.
Le criticità cominciano a presentarsi quando la frequenza del segnale è dell'ordine delle decine di megahertz: si possono manifestare disturbi indesiderati, quali diafonie, instabilità nelle transizioni, eccetera, il che in ultima analisi si traduce in una degradazione delle prestazioni e dell'affidabilità del sistema digitale. Per frequenze superiori si rende necessario adottare circuiti a linee bilanciate e buffers di tipo differenziale, come l'LVDS.
L'impiego di questa tecnologia porta a notevoli benefici (come evidenziato in figura 12): la caratteristica reiezione di modo comune permette alle linee di clock di avere un'alta immunità al rumore (dovuto ad esempio all' interferenza con piste di segnale adiacenti sul pcb o a ricircoli di massa).
Inoltre, l'adozione dei buffers LVDS permette di ridurre sensibilmente i fenomeni di interferenza elettromagnetica (EMI) da parte delle linee stesse di clock verso il mondo circostante.

## CONCLUSIONI

L'impiego diffuso della tecnologia LVDS, nei numerosi contesti dove essa può essere applicata, permetterà sempre più di ampliare l'offerta di prodotti e servizi a banda larga come la società moderna richiede, consentendo nel contempo di mantenere costi contenuti e bassi consumi.
La familiarità con questa tecnologia è essenziale per il progettista e può portare benefici non solo per quanto riguarda gli impieghi classici di segnalazione, ma anche per le architetture di sistema avanzate.

**Codice MIP 255060**

# CAMPAGNA ABBONAMENTI 2006

L'abbonamento a soli **€45,00**

invece di €60,50

**CON UN RISPARMIO DEL**

# 25%

# Abbonati subito!

**Puoi farlo sia off-line (compilando il modulo in ultima pagina) che on-line su**

**www.farelettronica.com/abbonamento**

# ...MA ASPETTA, NON È TUTTO!

## ABBONATI o RINNOVA OGGI IL TUO ABBONAMENTO A FARE ELETTRONICA INSIEME A FIRMWARE

### LA NUOVA RIVISTA DI INWARE EDIZIONI

fare elettronica

Firmware

## I due abbonamenti a soli €79,50

**RICEVERAI 22 RIVISTE CON UN RISPARMIO DI BEN €47,00 SUL PREZZO DI COPERTINA**

**Compila oggi stesso il coupon che trovi in ultima pagina!**

**Ti invieremo il "bellissimo Flessometro" da 3 metri con foglietti, minimatita, livella bolla, tutto quello che serve per le tue misure in un unico strumento!**

# Gestire gli interrupt

*Una puntata particolare nella quale si affronta un argomento molto delicato: la gestione degli interrupt con il compilatore Mikrobasic ed il microcontrollore PIC16F84. Un'operazione riservata ai linguaggi a basso livello che adesso è realizzabile anche con quelli ad alto livello.*



La programmazione degli *interrupt* suscita sempre qualche perplessità e, diciamolo pure, anche un po' di paura. In effetti l'argomentazione è un po' delicata e se affrontata con superficialità, e senza una buona dotazione di strumentazione sofisticata, il progetto è destinato, se non a fallire, a non soddisfare in pieno le esigenze del programmatore. Nell'articolo si vedrà come rendere "amichevole" una delle più complicate procedure della teoria e pratica della programmazione informatica.

## LA PROGRAMMAZIONE SEQUENZIALE

Il Basic, come altri dialetti ad "alto livello", è un linguaggio ad esecuzione prettamente "sequenziale". Ciò significa che ogni istruzione viene elaborata e concretizzata una dopo l'altra, dalla CPU. Se vogliamo essere più precisi, l'intero codice ad alto livello è tradotto in istruzioni più "piccole", attraverso il compilatore, in linguaggio macchina, ma anche queste risultano, alla fine, attuate sempre in maniera progressiva.
Qualcuno potrebbe obiettare, dicendo che esistono istruzioni e comandi che permettono di "modificare" il normale percorso del software, considerando ad esempio il salto condizionato oppure i cicli che consentono di rendere imprevedibile il normale svolgimento del processo. Ma se si approfondisce bene il concetto, si vede che, alla fine, l'iter discorsivo e graduale è pur sempre rispettato.

## COSA È UN INTERRUPT

Cerchiamo adesso di avvicinarci sempre più all'argomento, cercando di familiarizzarne il concetto. Un **Interrupt** è una modalità operativa gestibile da un microprocessore o da un microcontrollore. Consiste nella possibilità di poter "variare" il normale processo o flusso di esecuzione di un programma, "deviando" l'attenzione della CPU o MCU verso un altro insieme di istruzioni. L'attivazione di esso è causata da un evento ben preciso esterno o interno al sistema. Somiglia, in linea di principio, ad una *subroutine* infatti, in presenza di un interrupt, l'esecuzione del programma principale si arresta immediatamente ed il controllo passa ad altri comandi. Al termine il normale flusso riprende, continuando così l'azione interrotta precedentemente. Praticamente esso riesce ad intercettare un evento, solitamente non previsto e deter-

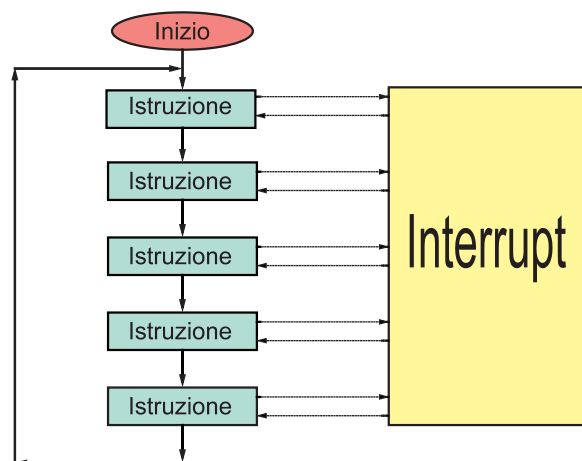



***Figura 1*** *Flusso di principio di un Interrupt*

# con Mikrobasic

*di Giovanni Di Maria*

minato da fatti esterni, per poi eseguire una porzione di codice "alternativo" e infine tornare al punto del programma prima interrotto.
In teoria si potrebbe evitare l'utilizzo degli interrupt, ma questo implicherebbe una maggiore difficoltà nella codificazione, in quanto occorrerebbe implementare la rilevazione dell'evento esterno con un software appositamente scritto, che controlli continuamente la presenza di un ipotetico segnale (polling).
La gestione degli interrupt è estremamente complessa in un Personal Computer, infatti in un Microprocessore è veramente notevole il numero di controlli e interruzioni.
Fortunatamente il nostro MCU 16F84 semplifica la vita al programmatore, limitando il suo raggio d'azione a soli quattro tipi di eventi esterni ed imprevisti.
Come si vede in figura 1, il normale flusso di un programma può essere modificato da una "chiamata" di interrupt. Con la doppia linea tratteggiata, si evidenzia che la chiamata non è un fatto sicuro e certo, ma può avvenire in maniera del tutto imprevista e con percentuali di attuazione estremamente variabili. Si noti infine che l'interruzione può avvenire in qualsiasi momento, senza preavviso, con il conseguente nomale ritorno alla routine di partenza.

## GLI INTERRUPT GESTIBILI

Come detto prima, il PIC permette solamente quattro tipi di "rilevazione" automatica durante l'esecuzione di un programma. Due di questi sono di tipo "esterno", gli altri due di tipo "interno". Vediamo quali:

- Interrupt causato dalla transizione di stato della porta RB0/INT (evento esterno).
- Interrupt causato dalla transizione di stato delle porte RB4, RB5, RB6, RB7, considerate naturalmente come input (evento esterno).
- Interrupt causato dall'azzeramento sequenziale del registro TMR0 (evento interno).
- Interrupt causato dall'esecuzione di un completo ciclo di scrittura sulla Eeprom del Pic (evento interno).

### Cambiamento di stato di RB0/INT

Questo interrupt viene invocato quando lo stato logico della porta RB0 del Pic (pin 6) cambia il suo livello. Si tratta ovviamente di un evento esterno, per il quale occorre il verificarsi di una variazione del potenziale digitale della porta in questione (0 Volt – 5 Volt).
Quando avviene la transizione, il programma corrente viene abbandonato con il conseguente salto alla routine di interrupt. Questo è un classico interrupt esterno.

### Cambiamento di stato di RB4, RB5, RB6 e RB7

Anche la modifica dello stato logico di queste quattro porte è considerata "scatenante" ai fini dell'attivazione dell'interrupt. Basta infatti una rapida variazione della tensione sulle porte in questione per richiamare direttamente l'interrupt. Anche quest'altro tipo di evento costituisce un classico interrupt esterno.

### Azzeramento di TMR0

Il registro TMR0 è un particolare byte che avanza automaticamente durante l'esecuzione di un programma (anche se esso è temporaneamente "congelato" da una lunga istruzione di pausa). Il microcontrollore invoca un segnale di interrupt non appena il valore di tale byte supera il limite massimo consentito dagli 8 bit (255), ossia al verificarsi del relativo *overflow*. Si tratta di un interrupt interno, poiché provocato da fatti appartenenti implicitamente alla MCU.

### Ciclo completo di scrittura su Eeprom

Non appena un programma termina un ciclo normale di memorizzazione su Eeprom, viene

invocato un interrupt. Anche in questo caso si tratta di un evento interno.

## IL REGISTRO INTCON

Come si è visto, è sufficiente che uno dei quattro fatti si verifichi, per causare immediatamente un interrupt. Esistono però casi in cui tale rilevazione non serve assolutamente. A tale scopo è possibile abilitare o disabilitare un singolo interrupt, in modo da gestirlo autonomamente o in gruppo con altri tipi di eventi. Tale scelta è realizzabile intervenendo direttamente, e a "basso livello", sul registro **INTCON**, registro composto da 8 bit e che costituisce un *byte* indirizzabile anche direttamente da un opportuno valore decimale. La figura 2 mostra l'organizzazione di tale registro, nonché i nomi dei suoi singoli elementi. È formato innanzitutto da due componenti fondamentali:

- 5 bit che devono essere programmati per consentire o meno il verificarsi di un interrupt.
- 3 bit che possono essere "letti" per controllare il tipo di evento verificato.

### Abilitazione o meno di un interrupt

Sono cinque i *flag* o bit che il programmatore può impostare a piacere per programmare e gestire il tipo di evento che si vuol considerare. Sono bit da "settare" preventivamente, prima del verificarsi di un interrupt. In particolare:

- **RBIE** (bit 3): se tale bit è impostato a 1 l'interrupt che gestisce l'evento esterno sulle porte RB4, RB5, RB6 e RB7 viene abilitato. Viceversa, anche al cambiamento di stato logico su queste quattro porte, non accadrà la rilevazione da parte del microcontrollore.
- **INTE** (bit 4): se tale bit è impostato a 1, l'interrupt che gestisce l'evento esterno sulla porta RB0/INT viene abilitato. Viceversa, anche al cambiamento di stato logico su questa porta, non accadrà nulla.
  Si può decidere se l'interrupt deve essere invocato durante il fronte di discesa o di salita, agendo sul flag **INTEDG** appartenente al registro **OPTION_REG** (bit 6).
- **T0IE** (bit 5): se tale bit è impostato a 1 l'interrupt che gestisce l'evento interno di "trabboccamento" del registro TMR0 è abilitato.
- **EEIE** (bit 6): se tale bit è impostato a 1 l'interrupt che gestisce l'evento interno che segnala la corretta fine scrittura su Eeprom è abilitato.
- **GIE** (bit 7): se tale bit è impostato a 1, abilita TUTTI gli altri quattro interrupt. È dunque un flag generale che si comporta da interruttore principale.

### Flag che determinano l'evento accaduto

Gli altri tre bit (FLAG) sono riservati al controllo del tipo di interrupt effettivamente chiamato. Il loro cambio di stato avviene dopo il verificarsi di un evento, e ciò consente di determinare se e quale routine di input è stata coinvolta durante l'esecuzione del programma. Essi sono:

- **RBIF** (bit 0): se questo flag viene a trovarsi al valore logico 1, vuol dire che è avvenuta una modifica dello stato digitale alle porte esterne RB4, RB5, RB6 o RB7.
- **INTF** (bit 1): se questo flag viene a trovarsi al valore logico 1, vuol dire che la porta RB0/INT ha modificato il proprio stato logico.
- **T0IF** (bit 2): se questo *flag* viene a trovarsi al valore logico 1, il time interno TMR0 ha rag-

***Figura 2*** *Il registro INTCON*

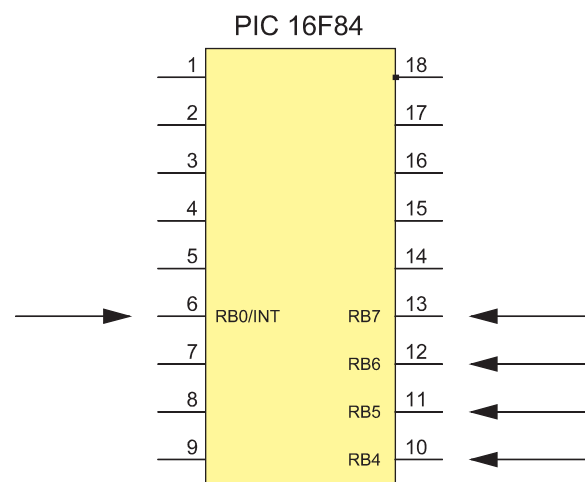



***Figura 3*** *Le porte preposte ad un Interrupt (eventi esterni)*

giunto il limite massimo e superato il valore 255.
- Se infine la routine di interrupt è stata invocata ma i tre flag si trovano a livello logico basso, evidentemente è stata conclusa correttamente la procedura di scrittura su Eeprom.

## QUANDO È UTILE USARE GLI INTERRUPT?

Teoricamente, un programma potrebbe fare a meno della gestione di un interrupt. Infatti organizzando il software in modo che esso controlli continuamente (e velocemente) gli eventi interni ed esterni (polling) si raggiungerebbe lo stesso scopo. Il prezzo da pagare è però una maggior difficoltà nella stesura del codice con il conseguente incremento della sua lunghezza.
Un altro problema legato al non utilizzo degli Interrupt sta nel fatto che una determinata routine potrebbe subire un drastico rallentamento durante la rilevazione di un evento esterno. Nel proseguo dell'articolo approfondiremo proprio questo fattore. L'implementazione di una gestione ottimizzata di un interrupt, in genere, può essere effettuata in tutte quelle applicazioni con tempi di attesa molto alti, con la presenza di routine di ritardo che "congelano" l'esecuzione del programma. Ebbene, sono proprio questi i casi in cui si possono utilizzare con successo le interruzioni. Con degli esempi pratici si chiarirà meglio il concetto.

## COSA OFFRE IL MIKROBASIC

Sebbene il Mikrobasic sia un linguaggio ad alto livello, esso prevede l'utilizzo degli interrupt. In effetti l'uso delle interruzioni dovrebbe essere una prerogativa dei linguaggi a basso livello, quale l'Assembler o, al massimo, il linguaggio C. Da questo punto di vista infatti si potrebbe pensare ad una gestione anomala. In ogni caso la presenza di questa possibilità permette al progettista di espandere notevolmente i campi di applicazione delle proprie creazioni, aumentando di molto la flessibilità offerta da queste ultime.
Il nostro compilatore offre una **procedura** che, invocata automaticamente al verificarsi di un segnale d'interrupt, permette di eseguire una *routine* in risposta ad un evento esterno o interno. La procedura, in tutto simile a quelle utente (UDF e UDP) deve chiamarsi obbligatoriamente "**interrupt**". Vediamo adesso le caratteristiche che deve possedere il sorgente basic per prevedere l'utilizzo delle interruzioni.
Il programma inizia SEMPRE con la parola chiave "*program*", che sancisce l'inizio dell'esecuzione dei comandi. Segue poi la procedura chiamata in caso di interrupt, di esecuzione probabilmente incerta. Essa inizia con il comando "*sub procedure*" e termina col comando "*end sub*". Infine segue il programma vero e proprio, delimitato dalla label "*main*" e dal comando "*end.*". Questa è l'organizzazione di principio da adottare in un programma Mikrobasic.
Ricordate sempre di utilizzare il nome corretto della procedura. Inoltre la "label" **main** in questo caso è obbligatoria in quanto costituisce una sorta di punto d'entrata del programma principale.

```
program interrupt_demo

sub procedure interrupt
    . . .
    . . .
    codice da eseguire in caso di interrupt
    . . .
    . . .
end sub

main:
    . . .
    . . .
    programma principale
    . . .
    . . .
end.
```

## LE FASI NECESSARIE

Vediamo adesso quale deve essere l'approccio, per meglio gestire un segnale d'interrupt nel proprio software.
Occorre infatti eseguire alcune fasi preliminari per la gestione ottimale delle interruzioni.
Ecco a grandi linee le fasi principali da seguire, nel programma principale, per gestire un interrupt:
- Configurare (eventualmente) come input i pin della PORT-B sottoposti a segnale d'attivazione.
- Abilitare il corrispondente flag per scegliere il tipo di interrupt da trattare (tra RBIE, INTE, T0IE e EEIE).

- Abilitare il flag generale GIE.

D'altro canto, nella procedura d'interrupt, occorre:
- Azzerare, dopo averlo processato, il flag di RBIF, INTF o T0IF, dal momento che esso non si resetta automaticamente.
- Gestire la routine.
- Uscire con il comando "**End Sub**".
  Concretamente esso crea, a basso livello, l'istruzione Assembler **RETFIE**, che consente di "riagganciare" la routine chiamante e ripristinare automaticamente lo stato del registro GIE.

**Nota:** durante l'esecuzione di una routine di interrupt, il registro GIE è automaticamente azzerato, per evitare di creare una sorta di "nidificazione" di altre interruzioni, ovvero una chiamata ricorsiva che potrebbe riempire lo *stack* e bloccare il sistema.

## PRIMO ESEMPIO: SEMAFORO SEMI-AUTOMATICO

Come primo esempio proponiamo la realizzazione di un semaforo particolare. Il lavoro sequenziale dell'illuminazione delle luci avviene in maniera del tutto automatica, ma esso può essere, per così dire, integrato, secondo le esigenze di illuminazione locale.

### Caratteristiche del prototipo

Il semaforo (teorico) del nostro esempio possiede le seguenti caratteristiche di temporizzazione:
- Luce verde accesa per 50 secondi.
- Luce gialla (col verde) accesa per 10 secondi.
- Luce rossa accesa per 50 secondi.

La sequenza è, naturalmente, a ciclo infinito. Il problema sarebbe facilmente risolvibile se non fosse per un'ulteriore caratteristica richiesta nella progettazione del prototipo: la presenza di un controllo manuale.

### Il controllo manuale

Il vigile urbano, che si trova in prossimità del semaforo, dispone di un controllo (pulsante o relè automatico) che permette di "accendere" direttamente una potente luce per illuminare

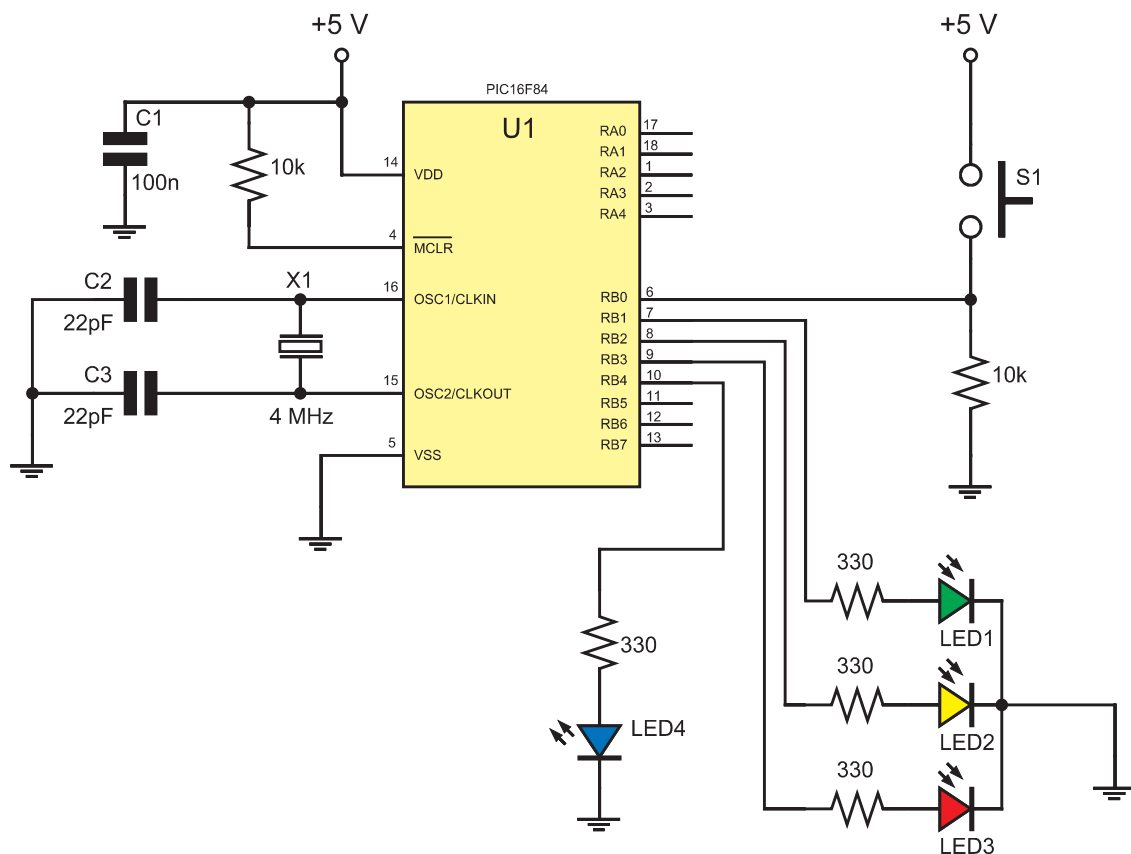



*Figura 4* Schema elettrico del semaforo

28 autorevoli Relatori animeranno il parterre **del più esclusivo Convegno** dedicato alle imprese italiane che investono in Cina:

**Ministro Plenipotenziario Alberto Bradanini**
Coordinatore del Comitato Governativo Italia-Cina
**Ministero degli Affari Esteri**

**Stefano Clementoni**
Amministratore Delegato
**Clementoni Asia LTD. (Hong Kong)**
Membro CdA
**Clementoni**

**Stefano Di Bella**
Amministratore Delegato
**DeAgostini Editore**

**Teresio Gigi Gaudio**
Amministratore Delegato e Managing Director
**Gruppo FIAMM**

**Lola Coppini**
Vicepresidente
**Lineapiù**

**Luigi Nalini**
Amministratore Delegato
**Francesco Nalini**
Direttore Generale
**Gruppo CAREL**

**Paolo Mazzitelli**
Direttore Amministrazione e Finanza
**Miroglio**

**Bruno Feltracco**
General Manager
**Converse Asia Pacific**

**Luigi Ratto**
Consigliere Delegato
**Elco**

**Valerio Gruppioni**
Presidente e Amministratore Delegato
**Sira Group**

**Enzo Montaruli**
Presidente e General Manager
**Itema (Shangai) Textile Machinery Co.**

**Andrea Croci**
Chief Manager Hong Kong Representative Office
**Banche Popolari Unite**

**Angelo De Simoi**
Direttore Logistica e Pianificazione
**Giorgio Fedon & Figli**

**Liliana Rossini**
Asia Operations Manager
**Alfa Wassermann**

**Maurizio Forte** (invitato)
Direttore
**ICE Shanghai**

**Arnaldo Ortona**
Asia Pacific Manager
**Exiros (Tenaris-Dalmine)**

**Domenico Appendino**
Corporate Director Asia-Pacific Operations
**Gruppo Prima Industrie**

**Ernesto Miraglia**
Managing Director
**Loffredo Asia Pacific**

**Giorgio Secchi**
Area Manager Far East
**Luxlife**

**Elena Di Fiore**
Responsabile Commerciale
**Camera di Commercio Italo Cinese**

**Cesare Gaetani**
Responsabile Asia - Coordinamento e Sviluppo Italian Desk
Direzione Estero
**Sanpaolo IMI**

**Dario Bonanate**
Partner
**Next Business Consulting**

**Maurizio Castello**
Partner, Transaction Services
Strategic & Commercial Intelligence
Head of China Desk
**KPMG Advisory S.p.A.**

**Paolo Pederzini**
Partner
**Bugnion**

**Massimo Norcaro**
Direttore Divisione Trasporti Internazionali
**Geodis Züst Ambrosetti**

**Enrico Gamba**
Capo Progetto Senior
Organizzazione Aziendale
**ESA Software - SORMA**

**Andrea Antognazza**
Partner
**Key Project**

in collaborazione con

Ministero degli Affari Esteri
DIREZIONE GENERALE
dell'Asia, dell'Oceania, del Pacifico e l'Antartide
Coordinamento del Comitato Governativo Italia-Cina

Camera di Commercio Italo Cinese

presentano

# Internazionalizzare l'azienda: dalla delocalizzazione della produzione alla distribuzione in Cina

## Operare un corretto posizionamento produttivo o distributivo per migliorare la competitività aziendale

4 e 5 ottobre 2006 - Hotel Melià Milano

## 12 buoni motivi per non mancare

**"ChinaPoint"** è il punto di incontro delle Aziende Italiane che investono in Cina e desiderano confrontarsi sugli **aspetti più strategici** dell'avvio e della gestione del business in Oriente

1. Quali sono i **settori merceologici** su cui puntare
2. Come proteggere il proprio **marchio** dai cloni cinesi
3. Come si realizza un **progetto di internazionalizzazione a 360°**: i fattori critici di successo... e gli errori da evitare
4. Quali sono i **costi** da affrontare... e come si accede agli **strumenti di finanziamento**
5. Quali sono le scelte strategiche in area **R&D, Operations, Marketing** e **Commerciale**
6. Quali sono le criticità nel **sistema distributivo cinese**... e come risolverle
7. Quale **forma societaria** darsi e come scegliere i **partner**
8. Come gestire gli **Approvvigionamenti** e il **Sourcing**
9. Come gestire gli aspetti di **qualità** dei prodotti ***made-in-China***
10. Come armonizzare il business in **Italia** con quello ***based-in-China***
11. Come gestire le **Risorse Umane**
12. Come definire un **business plan** di ingresso in Cina

Priority code FARED2631

Gold Sponsor

Silver Sponsor

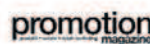
a tutti i partecipanti verrà distribuito il volume di Luigi Ratto
**"Il benessere indifendibile"**

Media Partner

Il Giornale della Logistica

promotion magazine

**2 giorni di convegno**
**2 sessioni tematiche**
**17 case history**
**28 Relatori**

un'occasione unica per incontrare i più rappresentativi Esponenti del mondo imprenditoriale italiano in Cina!!

Informazioni e iscrizioni: tel. 02.83847627 • fax 02.83847262
e-mail: chinapoint@iir-italy.it • **www.iir-italy.it/chinapoint**

Codice MIP **255081**

l'incrocio stradale. Tale controllo può essere attivato **in qualsiasi momento**, sia a semaforo rosso, giallo o verde e, soprattutto, senza aspettare la fine di un ciclo di attesa (cambio del colore) che, nel nostro esempio, risulta alquanto prolungato (50 secondi).

## Se non si utilizza l'interrupt

Se l'algoritmo non prevedesse l'uso degli interrupt, il controllo funzionerebbe male, senza una procedura attentamente valutata e prodotta. Infatti, la maggior parte del programma "itera" attorno a stati di attesa molto lunghi, che "congelano" il microcontrollore e non gli consentono di operare in altre attività. Il comando "*delay_ms*" infatti blocca l'esecuzione del programma e toglie la possibilità di eseguire altre istruzioni. Non ci troviamo infatti dinanzi ad un sistema *multi-tasking*!
In questi casi, l'unica alternativa è quella di controllare ciclicamente e molto velocemente l'ingresso, stressandolo, con una tecnica di rilevazione, denominata *polling*. Se non si ha effettivamente questa esigenza, la strategia non è consigliata.

## Se si utilizza l'interrupt

Grazie all'uso dell'interrupt è invece possibile semplificare drasticamente le procedure, a patto però che si lavori "a regola d'arte". Basta infatti un "niente" per far saltare l'applicazione e bloccarla nel punto più disparato. Si ricordi che il controllo di un'applicazione e relativo *debug* è un'operazione tutt'altro che semplice e necessita di strumentazione hardware molto sofisticata, come analizzatori e *tracker* digitali.

## Schema elettrico

In figura 4 è rappresentato lo schema elettrico "base" del semaforo. Si noti l'esistenza dei componenti che permettono il funzionamento del microcontrollore, quali i condensatori ed il cristallo da 4 Mhz, nonché la resistenza di *pull-up* che fissa a livello logico alto il piedino 4 di reset. I collegamenti con il mondo esterno sono rappresentati da:

- RB0 che funziona da input, essendo collegato al pulsante. Proprio su questa porta è effettuato il controllo di interrupt.
- RB1 che funziona da output, ed è collegato al diodo led verde attraverso la resistenza limitatrice.
- RB2 che funziona da output, ed è collegato al diodo led giallo attraverso la resistenza limitatrice.
- RB3 che funziona da output, ed è collegato al diodo led rosso attraverso la resistenza limitatrice.
- RB4 che funziona da output, ed è collegato al diodo led blu ad alta luminosità.

## Il programma

Il Listato 1 riporta il primo programma applicativo da trascrivere sull'editor del Mikrobasic. Commentiamo, come sempre, le parti salienti, invitando il lettore a comprendere bene i metodi e gli effetti dell'algoritmo.
Osserviamo innanzitutto la procedura riportata subito dopo la clausola *program*. Essa, racchiusa tra gli statement *sub procedure* e *end sub* contiene una parte di codice che è eseguito se avviene una chiamata di interrupt. In esso si verifica

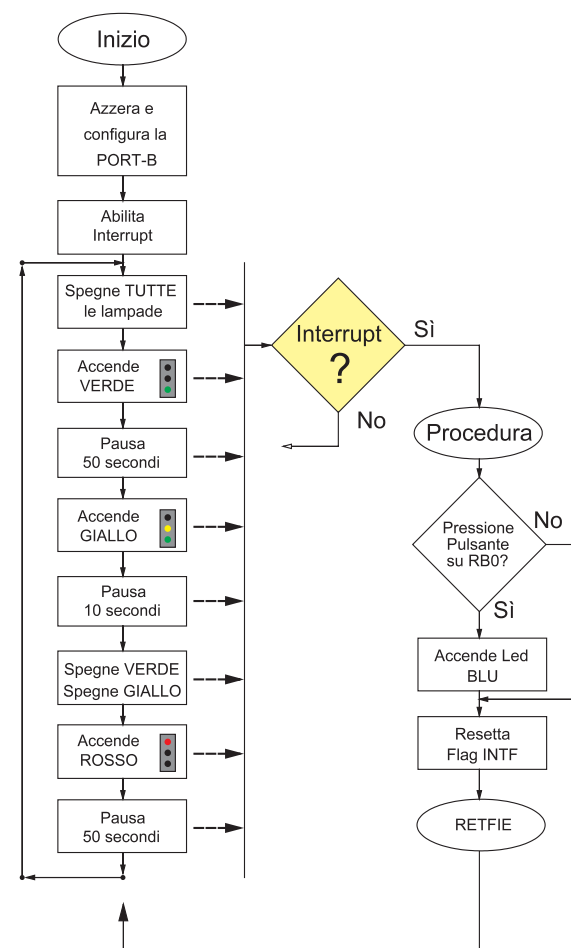



**Figura 5** Il Flow-chart del semaforo

l'accensione del led blu, collegato alla porta RB4, mediante attivazione a livello logico alto del relativo piedino. Tale evento, oltre a verificarsi naturalmente in presenza di segnale di interrupt, avviene solo se il bit 1 del registro INTCON è a livello alto, in altre parole se un segnale ha coinvolto la porta RB0/INT del PIC.
Continuando, incontriamo la label *main*, obbligatoria in questo caso perché stabilisce il punto di ingresso del programma vero e proprio. Se viene omessa, il compilatore non completerà la creazione del file eseguibile, generando addirittura un messaggio d'errore.
Seguono l'azzeramento e la definizione della funzione della PORTB. Il valore binario %00000001 (equivalente decimale 1) configura tale porta in modo che il bit 0 sia trattato come ingresso, mentre i rimanenti come uscita.

*[Listato 1]*

```
program Semaforo

sub procedure interrupt 'Inizio PROCEDURA INTERRUPT
 if testbit(INTCON,1) then 'Se si verifica l'interrupt
 portb.4=1 'Accende il led BLU
 end if
 clearbit(INTCON,1) 'Ripristina il flag di controllo
end sub

main:
portb=0 'Azzera PORTB
trisb=%00000001 'Configura pin 0 come ingresso
 'e tutti gli altri come uscita
setbit(INTCON,4) 'Pone a 1 il bit 4 di INTCON (INTE)
 'abilitando l'evento su RB0
setbit(INTCON,7) 'Pone a 1 il bit 7 di INTCON (GIE)
 'abilitando la rilevazione generale

while true 'Programma a ciclo INFINITO
 portb.1=0 'Spegnimento iniziale VERDE
 portb.2=0 'Spegnimento iniziale GIALLO
 portb.3=0 'Spegnimento iniziale ROSSO
 portb.1=1 'Accende la luce VERDE
 delay_ms(50000) 'Attesa di 50 secondi
 portb.2=1 'Accende ANCHE la luce GIALLA
 delay_ms(10000) 'Attesa di 10 secondi
 portb.1=0 'Spegne la luce verde
 portb.2=0 'Spegne la luce gialla
 portb.3=1 'Accende la luce ROSSA
 delay_ms(50000) 'Attesa di 50 secondi
wend

end.
```

Analizziamo le istruzioni che gestiscono gli interrupt. La prima, **setbit(INTCON,4)**, pone a 1 il bit 4 del registro INTCON, abilitando in questo modo la "sola" rilevazione sulla RB0/INT. La seconda, **setbit(INTCON,7)**, assicura il controllo complessivo degli interrupt, abilitandone il registro generale (GIE). Segue infine, all'interno del ciclo infinito *while / wend*, la sequenza di istruzioni che determinano l'accensione e lo spegnimento dei led del semaforo. Il lettore noti come, in questa fase, **non esista alcun controllo** sullo stato della porta RB0/INT come ingresso, essendo questo demandato alla gestione degli interrupt. Adottando questo primo metodo, abbiamo utilizzato alcune funzioni e procedure che operano a livello di bit. Esse sono:

- *Setbit(byte,posizione)* che pone a 1 il bit specificato.
- *Clearbit(byte,posizione)* che pone a 0 il bit specificato.
- *Testbit(byte,posizione)* che controlla lo stato del bit specificato.

Per maggiori informazioni si consulti il manuale on-line (F1) del Mikrobasic.

## SECONDO ESEMPIO: DUE PULSANTI E DUE LED

Come secondo esempio esaminiamo un prototipo dotato di due pulsanti normalmente aperti e due diodi led. Naturalmente si tratta di un esempio teorico che il lettore potrà applicare ad eventuali modelli pratici, con o senza modifiche.

### Analisi della procedura

Il primo diodo led (verde) lampeggia al ritmo di 1 secondo, mentre inizialmente il secondo led (rosso) è spento. Se l'utente preme il primo pulsante, il led rosso si illumina. Viceversa, se preme il secondo pulsante, il led rosso si spegne. Il primo led continua "imperterrito" a lampeggiare, come se nulla fosse suc-

cesso. Grazie all'utilizzo dell'interrupt, la pressione dei tasti è "processata" in tempo reale, senza aspettare la fine dei tempi morti e, soprattutto, senza causare un sostanziale rallentamento alla frequenza di lampeggio del primo diodo led.

## Schema elettrico

In figura 7 è riportato lo schema elettrico del prototipo. Come si può vedere, le porte RB0 e RB1 sono collegate ad altrettanti diodi Led, pertanto fungono da Output. Le porte RB4 e RB5 sono invece collegate a due pulsanti n/a. Il loro funzionamento è pertanto in ingresso. In stato di riposo, tali porte si trovano al potenziale di 0 Volt (livello logico basso), grazie alle resistenze di *pull-down* da 10K (valore non critico). Se il pulsante viene premuto, il relativo livello sarà immediatamente alto.

***Figura 6*** *Le tre fasi operative del semaforo*

## Il programma CON GLI Interrupt

Esaminiamo il relativo software, che utilizza al meglio la gestione degli interrupt, prodotto nel listato 2. Guardiamo il codice che segue la *label* "main". Come si può vedere, attraverso il comando TRISB, le due porte RB4 e RB5 sono configurate quali ingressi, le restanti invece come uscite. Inoltre i bit 3 e 7 del registro INTCON sono posti ad uno logico, permettendo la rilevazione dell'interrupt, in caso di evento su RB4, RB5, RB6 o RB7. Il ciclo infinito seguente si occupa SOLAMENTE di accendere e spegnere il led verde alla cadenza di un secondo. Nulla più!

Se si verifica un interrupt, l'esecuzione del codice passa immediatamente alla procedura *interrupt*. Il primo controllo è quello di verificare se l'interruzione è stata determinata da un cambiamento di stato degli ultimi 4 bit della PORTB (test sul bit 0 del registro INTCON). Se tale condizione ha avuto esito positivo, viene verificato quale pulsante ha determinato la variazione, attraverso il controllo vero e proprio della PORTB. A tale verifica segue l'accensione o spegnimento del diodo led rosso.

È importante sottolineare che il test di interrupt

***Figura 7*** *Schema elettrico del semaforo*

# DVR, la tecnologia digitale per la tua sicurezza

*Vasta gamma di videoregistratori digitali per qualsiasi esigenza, dalla casa, al punto vendita, alla piccola o grande azienda. Da 4 a 16 canali, differenti sistemi di compressione, con interfaccia LAN e video web server, con trasferimento dati USB o back-up su DVD: scegli il modello che meglio si adatta alle tue esigenze!*

€ 410,00

**FR318** - DVR/MULTIPLEXER 4 INGRESSI

DVR a 4 canali con Hard Disk estraibile dall'eccezionale rapporto prezzo/prestazioni. Integra in un unico apparecchio un videoregistratore digitale con compressione dell'immagine di tipo Wavelet, un multiplexer full duplex a 4 canali e un quad. Dispone di funzionalità duplex: registrazione e live multischermo contemporanei, di Motion Detector, di ricerca rapida delle registrazioni su Data/Ora e su evento d'allarme.

COMPRESSIONE WAVELET

**FR318W** - DVR/MULTIPLEXER 4 INGRESSI con WEB SERVER

€ 505,00

Videoregistratore/multiplexer digitale a 4 canali con cassetto per Hard Disk estraibile e interfaccia Ethernet. Funziona senza l'ausilio di un PC. Le immagini riprese dalle quattro telecamere possono essere memorizzate su chiavetta USB e possono essere visualizzate sul browser di qualsiasi PC che dispone di una connessione internet. Dispone di funzionalità duplex: registrazione e live multischermo contemporanei, di Motion Detector, di ricerca rapida delle registrazioni su Data/Ora e su evento d'allarme.

€ 570,00

**FR319** - DVR/MULTIPLEXER 9 INGRESSI

Versione a 9 canali con cassetto Hard Disk estraibile. Integra in un unico apparecchio un DVR e un multiplexer full-duplex a 9 canali. Quattro differenti modalità di visualizzazione: 1 canale (a pieno schermo), 4 canali (modalità quad), 7 e 9 canali. Funzionalità duplex: registrazione e live multischermo contemporanei, di ricerca rapida delle registrazioni su Data/Ora e su evento d'allarme.

**FR319W** - DVR/MULTIPLEXER 9 INGRESSI con WEB SERVER

Stesse caratteristiche del modello FR319 ma con l'aggiunta di una interfaccia Ethernet che rende possibile la visualizzazione delle immagini da remoto tramite una connessione Internet.

€ 690,00

€ 730,00

**FR233** - DVR/MULTIPLEXER 16 INGRESSI

Questo dispositivo integra in un unico apparecchio un registratore digitale video ed un multiplexer full duplex a 16 canali. Al termine del periodo di registrazione l'Hard Disk può essere sostituito, cancellato oppure riscritto. Funziona in maniera autonoma senza l'ausilio di un PC. Il DMR (Digital Multiplexer Recorder) converte il segnale video proveniente dalle telecamere d'ingresso in immagini digitali che vengono salvate su hard disk removibili. Dispone di due alloggiamenti per HDD.

**FR320** - DVR/MULTIPLEXER 4 INGRESSI con PORTA USB

€ 550,00

Stesse caratteristiche del modello FR320W ma senza connessione di rete.

€ 690,00

COMPRESSIONE MPEG-2

**FR320W**
DVR/MULTIPLEXER 4 CH con PORTA USB e WEB SERVER

DVR a 4 canali con alloggiamento interno per Hard Disk. Funziona autonomamente senza l'ausilio di un PC. Garantisce registrazioni con una qualità dell'immagine elevata - paragonabile a quella di un DVD - grazie al formato di compressione MPEG2. L'apparecchio converte il segnale video proveniente dalle telecamere d'ingresso in immagini digitali che possono essere salvate su chiavetta USB e visualizzate mediante browser - in qualsiasi parte del mondo - con un PC che dispone di una connessione Internet. Possibilità di eseguire il backup delle registrazioni su PC mediante porta USB. Dispone di funzionalità duplex: registrazione e live multischermo contemporanei, di funzione Motion Detection, di ricerca rapida delle registrazioni su Data/Ora e su evento d'allarme.

**FR321** - DVR/MULTIPLEXER 4 INGRESSI con PORTA USB E WEB SERVER

€ 610,00

DVR a 4 canali con Hard Disk estraibile e formato di compressione MPEG4. Web server per visualizzazione remota delle immagini tramite Internet. Interfaccia USB 2.0 per lo scarico dei filmati su PC. Dispone di funzionalità duplex: registrazione e live multischermo contemporanei, di funzione Motion Detection, di ricerca rapida delle registrazioni su Data/Ora e su evento d'allarme.

€ 1.550,00

COMPRESSIONE MPEG-4

**FR322**
DVR/MULTIPLEXER 16 CH PORTA USB, WEB SERVER e GPRS

DVR a 16 canali dotato di 2 cassetti estraibili nei quali è possibile installare altrettanti HHD con capacità di oltre 400 GB ciascuno. Garantisce moltissime ore di registrazione con una buona qualità dell'immagine grazie alla compressione MPEG4. Integra in un unico apparecchio un DVR e un multiplexer full-duplex a 16 canali. Dispone di Video Web Server con possibilità di visualizzare le immagini da remoto anche mediante telefono cellulare dotato di connessione GPRS. È dotato di una comoda interfaccia USB per lo scarico dei filmati su PC. Completo di adattatore di rete e di telecomando IR per gestione DVR e controllo telecamera con funzione PTZ.

€ 890,00

**FR323D** - DVR/MULTIPLEXER 4 INGRESSI con PORTA USB, WEB SERVER, GPRS e DVD

Stesse caratteristiche del modello FR322D ma con 4 canali anziché 16.

€ 1.750,00

**FR322D** - DVR/MULTIPLEXER 16 INGRESSI con PORTA USB, WEB SERVER, GPRS e DVD

Stesse caratteristiche del modello FR322 ma con l'aggiunta di un masterizzatore DVD-RW che permette di effettuare il backup delle registrazioni su DVD.

Tutti i prezzi sono da intendersi IVA inclusa.

I DVR vengono forniti senza Hard Disk.

Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775 - Fax. 0331/778112

Disponibili presso i nostri Rivenditori o nel nostro punto vendita di Gallarate (VA).
Caratteristiche tecniche e vendita on-line direttamente sul sito ***www.futuranet.it***

Codice MIP 255085

*[Listato 2]*

```
.program Led

sub procedure interrupt 'Inizio PROCEDURA INTERRUPT
 if testbit(INTCON,0) then 'Se si verifica l'interrupt
 if portb.4=1 then 'Se premuto primo pulsante
 portb.1=1 'Accende Led Rosso
 end if
 if portb.5=1 then 'Se premuto secondo pulsante
 portb.1=0 'Spegne Led Rosso
 end if
 end if
 clearbit(INTCON,0) 'Ripristina il flag di controllo
end sub

main:

portb=0 'Azzera PORTB
trisb=%00110000 'Configura pin 4-5 come ingresso
 'e tutti gli altri come uscita
setbit(INTCON,3) 'Pone a 1 il bit n. 3 di INTCON (RBIE)
 'abilitando l'evento su RB4-RB5-RB6-RB7
setbit(INTCON,7) 'Pone a 1 il bit n. 7 di INTCON (GIE)
 'abilitando la rilevazione generale

while true 'Programma a ciclo INFINITO
 portb.0=1 'Accende la luce VERDE
 delay_ms(1000) 'Attesa di 1 secondo
 portb.0=0 'Spegne la luce VERDE
 delay_ms(1000) 'Attesa di 1 secondo
wend

end.
```

può essere effettuato anche molte volte in un intero ciclo, anche se il programma risulta “congelato” da una istruzione di attesa (delay_ms).
È altresì importante ribadire che il controllo dei pulsanti non influenza minimamente la frequenza di lampeggio del diodo verde.

## Il programma SENZA Interrupt

È interessante adesso esaminare come si può risolvere lo stesso problema evitando l’uso degli interrupt, per poter paragonare le due soluzioni. Ciò comporta una lieve modifica del listato sorgente, in modo che il controllo sui pulsanti sia eseguito molte volte in un piccolo arco di tempo.
Il listato 3 mostra il programma sorgente. Commentiamo i punti salienti.
Innanzitutto si nota la totale assenza di procedure e istruzioni per la configurazione e la gestione della routine di interrupt.
Il controllo dei pulsanti è infatti relegato ad un ciclo di verifica (polling) che “testa” continuamente lo stato delle porte di input.
È stato necessario naturalmente “duplicare” questa verifica, poiché gli stati del primo led (verde) sono due, rispettivamente di acceso e spento. Inoltre la pausa di un secondo è stata “frazionata” ripetendo per mille volte una attesa di 1 millisecondo, tempo relativamente breve nel quale il micro può tranquillamente dedicarsi ad altri compiti.
In definitiva il programma risulta leggermente più complesso del precedente.

## CONSIGLI

Anche se l’utilizzo delle routine di interrupt semplifica enormemente la gestione del programma e, di conseguenza, la lunghezza del codice prodotto, esso risulta il più delle volte critico e di difficile implementazione. Può accadere infatti che l’intera procedura non sia ben progettata e gestita, ed il programma finale possa incorrere facilmente in blocco (crash).
Con la programmazione tradizionale questo non accade MAI! Vediamo quali sono le regole da seguire per la miglior gestione delle chiamate da interrupt:

- In un programma è bene limitare al massimo l’uso degli interrupt; se la lunghezza di codice è la stessa, meglio preferire la normale codifica di controllo (polling).
- La routine di interrupt, e quindi il codice presente nella relativa procedura, deve risultare **la più corta possibile**; non gestite pertanto lunghi ritardi e procedure tortuose, ma semplicemente un codice compatto ed ottimizzato.
- In un microprocessore (CPU tipo Intel o Amd) esistono centinaia di chiamate di interrupt; sono infatti molto più complesse

di quelle di un microcontrollore, che ne gestisce un numero limitato.

- Con il Mikrobasic il programmatore deve solamente effettuare alcune semplici operazioni (come abbiamo visto) per gestire ed organizzare una interruzione.
  Programmando in Assembler egli deve invece preoccuparsi di configurare, salvare e predisporre tutti i registri coinvolti e non, determinando in questo modo una difficoltà enorme nella codifica e implementazione.
- L'interrupt è una prerogativa **hardware**, quindi sicuramente efficiente e affidabile, se ben utilizzata.
- State molto attenti a gestire gli interrupt con il Mikrobasic in quanto, come linguaggio ad alto livello, espande le procedure e non ottimizza il codice come se fosse scritto manualmente in Assembler.
- Un interrupt si può verificare in qualsiasi momento, per questo vi è un'alta criticità nel controllo e nel *debug* del software prodotto.
- Grazie agli interrupt possono essere tenuti costantemente sotto controllo gli eventi esterni in maniera automatica.
- In qualche caso potrebbe accadere che, con il Mikrobasic, un interrupt non risponda immediatamente all'appello, proprio perché abbiamo dinanzi un compilatore di linguaggio ad alto livello.
- Probabilmente la gestione degli interrupt risulta una delle più delicate nella programmazione.
- Gli altri tipi di interrupt non esaminati nell'articolo funzionano esattamente come quelli visti. Occorre solo modificare i controlli e gli azzeramenti dei flag.
- È possibile gestire più interrupt contemporaneamente, eseguendo controlli multipli sui rispettivi flag.
- Durante il processo di una interruzione, si può abilitare l'esecuzione di altri interrupt. È possibile infatti "nidificare" fino a otto interruzioni simultaneamente, ma ciò comporta un riempimento dello *stack* e la creazione di un codice "altamente" critico.

*[Listato 3]*

```
program Led

dim k as integre 'Conteggia i millisecondi

portb=0 'Azzera PORTB
trisb=%00110000 'Configura pin 4-5 come ingresso
 'e tutti gli altri come uscita

while true 'Programma a ciclo INFINITO
 portb.0=1 'Accende la luce VERDE
 for k=1 to 1000
 delay_ms(1) 'Attesa di 1 millisecondo
 if portb.4=1 then 'Se premuto primo pulsante
 portb.1=1 'Accende Led Rosso
 end if
 if portb.5=1 then 'Se premuto secondo pulsante
 portb.1=0 'Spegne Led Rosso
 end if
 next k

 portb.0=0 'Spegne la luce VERDE
 for k=1 to 1000
 delay_ms(1) 'Attesa di 1 millisecondo
 if portb.4=1 then 'Se premuto primo pulsante
 portb.1=1 'Accende Led Rosso
 end if
 if portb.5=1 then 'Se premuto secondo pulsante
 portb.1=0 'Spegne Led Rosso
 end if
 next k
wend

end.
```

## CONCLUSIONI

Purtroppo lo spazio è sempre tiranno. Ci sarebbero ancora tantissime cose da spiegare sulla gestione degli interrupt, come lo Sleep, il Watch Dog e altre gestioni interne molto utili, vi rimandiamo quindi ad un prossimo articolo.

In ogni caso è bene che il lettore familiarizzi con le procedure citate nell'articolo, in modo che egli continui a districarsi nella problematica dei microcontrollori, in special modo di questi piccoli grandi componenti.

**Codice MIP255076**

# MikroC by Example:

*In questa puntata scopriremo come gestire con il MikroC alcuni semplici ma fondamentali dispositivi di input collegati al PIC, quali pulsanti e tastiere. Vedremo inoltre come utilizzare un display LDC intelligente per visualizzare le informazioni*

## I PULSANTI

Moltissime applicazioni richiedono l'utilizzo di interruttori o di pulsanti per rendere possibile l'interazione tra utente (o ambiente) e programma. La gestione di questi dispositivi potrebbe sembrare a prima vista molto semplice. In realtà occorre tenere in considerazione molti aspetti un po' "nascosti" che potrebbero portare a risultati del tutto inaccettabili. Per capire quali sono questi problemi consideriamo il circuito mostrato in figura 1.
Abbiamo utilizzato un PIC16F84 collegando alla porta B due pulsanti ed un LED. Le resistenze di *pull-down* poste tra i pulsanti e massa servono per fissare a livello basso i rispettivi piedini di I/O quando i pulsanti non sono premuti (in caso contrario il potenziale dei pin potrebbe essere facilmente influenzato da interferenze esterne). Utilizzeremo il pulsante posto su RB1 per accendere il LED e quello posto su RB2 per spegnerlo. Il codice C che implementa questo comportamento è il seguente:

```
void main() {
  // Inizaliz. porta B
  TRISB = 0x06;
  PORTB = 0;
  // Loop infinito
  while(1) {
    if (PORTB&0x02) PORTB = 1;
    if (PORTB&0x04) PORTB = 0;
  }
}
```

Come si può vedere, per leggere lo stato dei due pulsanti i piedini corrispondenti della porta B sono stati configurati come ingressi, scrivendo il valore corrispondente nel registro TRISB (il valore 0x06 corrisponde al valore binario 0b00000110, in cui gli 1 rappresentano i pin configurati come ingressi). Per controllare se i pulsanti sono premuti viene testato il bit corrispondente della porta B con l'istruzione **if**, e viene assegnato il valore corrispondente alle uscite. Tutto funziona senza problemi, ma forse non come si può immaginare. Per capire meglio quello che succede proviamo a fare in modo che alla pressione di uno dei due tasti il LED venga acceso, ed alla successiva pressione venga spento. Il codice è il seguente:

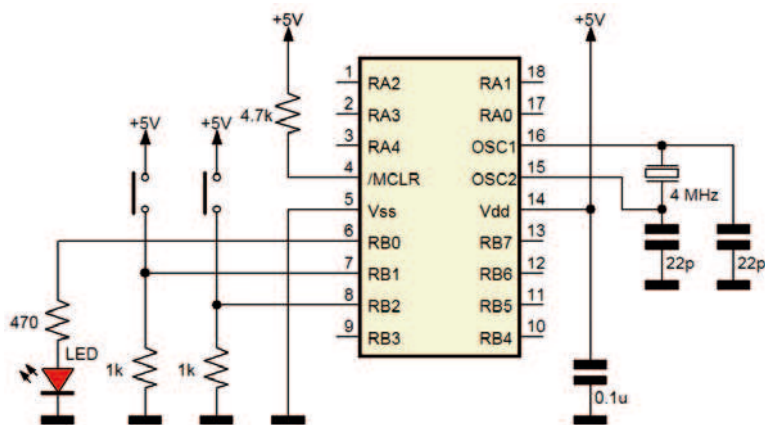



**Figura 1** Accensione e spegnimento di un LED

# Gestione di pulsanti, tastiere e display LCD

di Antonio Di Stefano

```
void main() {
  // Inizaliz. porta B
  TRISB = 0x06;
  PORTB = 0;
  // Loop infinito
  while(1) {
    if (PORTB&0x06) PORTB = PORTB^0x01;
  }
}
```

Se carichiamo il programma sul PIC e proviamo a premere un tasto, potremo osservare un comportamento diverso da quello atteso: il LED si accenderà e si spegnerà in continuazione mentre il tasto rimane premuto, ad una velocità tale da non vederne neanche il lampeggio, e sarà impossibile fermarlo in uno stato prestabilito.
Qual è il problema? Dobbiamo ricordarci che l'esecuzione del programma sul PIC è estremamente più veloce di qualsiasi nostra azione, di conseguenza, anche premendo brevemente il pulsante, il LED verrà acceso e spento migliaia di volte! Un primo accorgimento per evitare queste ripetizioni consiste nell'attendere che il pulsante venga rilasciato prima di ripetere il ciclo. In questo modo dovremo effettivamente premere due volte il pulsante per accenderlo e spegnerlo. Il codice è il seguente:

```
void main() {
  // Inizaliz. porta B
  TRISB = 0x06;
  PORTB = 0;
  // Loop infinito
  while(1) {
    if (PORTB&0x06) PORTB = PORTB^0x01;
    // Attesa rilascio
    while(PORTB&0x06) {};
  }
}
```

Per attendere il rilascio del tasto è stata inserita un'istruzione **while** che ripete in continuazione un loop vuoto fino a quando il tasto risulta premuto, al rilascio del pulsante si uscirà dall'istruzione e verrà ripetuto il loop principale. Ora il programma dovrebbe funzionare meglio, ma si possono notare ancora delle incertezze nella risposta.
Queste imprecisioni sono dovute al "rimbalzo" meccanico dei pulsanti, che si verifica alla pressione del tasto e genera un segnale che può oscillare diverse volte tra livello alto e livello basso prima di stabilizzarsi.
Queste oscillazioni durano tipicamente alcuni millisecondi e possono variare a seconda dalle caratteristiche meccaniche del pulsante. Vediamo come affrontare questo problema considerando un circuito (figura 2) ed un programma un po' più completo.
Nel circuito un display a 7 segmenti è collegato alla porta B del PIC, mentre due pulsanti sono collegati alla porta A. Quello che vogliamo ottenere è che ad ogni pressione del pulsante S1 il numero sul display venga incrementato di uno, mentre ad ogni pressione di S2 il conteggio venga decrementato. Ecco il codice:

```
void main() {
  signed char cont=0;
  char segs[16]={0x3F, 0x06,
     0x5B, 0x4F, 0x66, 0x6D,
     0x7D, 0x07, 0x7F, 0x6F,
     0x77, 0x7C, 0x39, 0x5E,
     0x79, 0x71};
  // Inizializz. porte
  TRISA = 0x03;
  TRISB = 0x00;
  PORTA = 0x08;
    // Loop infinito
  while(1) {
    // Aggiorna display
    PORTB=segs[cont];
    // Controlla polsanti
```

```
        if (PORTA&0x02) cont++;
        if (PORTA&0x01) cont--;
        // Correzione contatore
        if (cont>9) cont=0;
        if (cont<0) cont=9;
        // Attende rilascio
        while(PORTA&0x03) {};
    }
}
```

La gestione del display a 7 segmenti è stata trattata nella scorsa puntata, ed il codice utilizzato è praticamente lo stesso. Le due istruzioni **if** verificano se uno dei due pulsanti è premuto e aggiornano la variabile *cont* di conseguenza. L'istruzione **while** seguente attende che i pulsanti vengano rilasciati (il controllo viene fatto su entrambi, per questo è stato utilizzato il valore 0x03 nell'AND). Infine viene corretto il valore del conteggio se questo supera 9 o scende sotto 0 (per questo motivo la variabile di conteggio è stata dichiarata come *signed char*).
Provando il programma si può notare lo stesso difetto visto prima: ad ogni pressione si possono avere variazioni del conteggio maggiori di 1. Occorre infatti risolvere ancora il problema dei rimbalzi. Un metodo banale per fare questo consiste nell'inserire un'attesa di qualche decina di millisecondi alla fine del loop, come segue:

```
    …
    Delay_ms(50);
    }
}
```

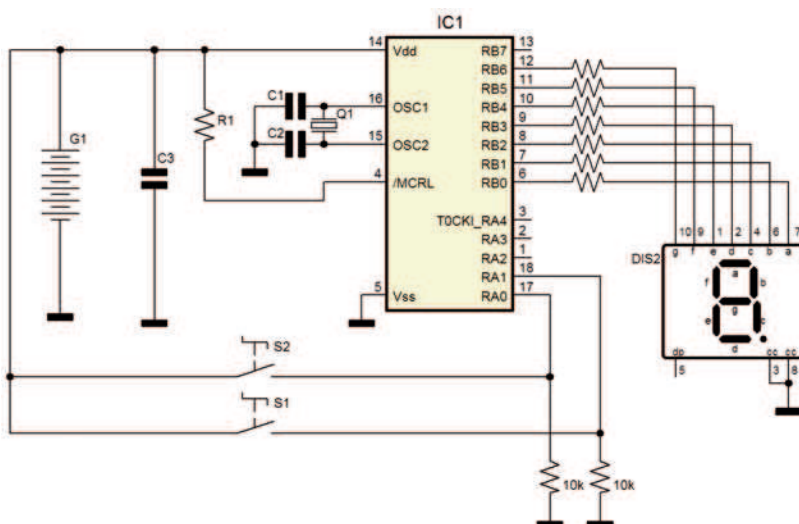



*Figura 2* *Conteggio up-down su display a 7 segmenti*

Il problema di questo approccio (attesa rilascio + ritardo) è che occorre letteralmente fermare il programma per qualche istante, ritardando sia tutti gli altri compiti, sia la risposta stessa del sistema alla pressione del tasto. Quest'ultimo effetto può essere particolarmente fastidioso, soprattutto nelle interfacce utente. Vedremo più avanti una soluzione più sofisticata ed elegante a questo problema.

## TASTIERE A MATRICE

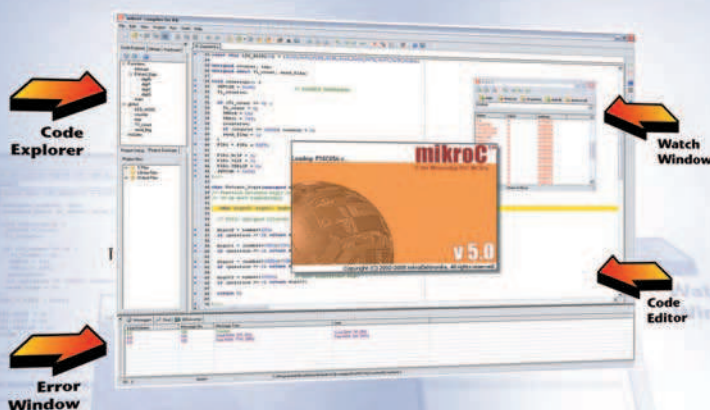
In alcune applicazioni può essere richiesta l'uso di una testiera dotata di un discreto numero di tasti (circa 10 o 20). Ovviamente non è conveniente utilizzare un pin di I/O per ciascun tasto, si può invece adottare una tecnica simile a quella utilizzata per i display a 7 segmenti: indirizzare separatamente le righe e le colonne della tastiera. In questo modo è possibile gestire 16 tasti utilizzando soltanto 8 I/O! Lo schema è quello mostrato in figura 3, ed è comunemente utilizzato in diversi dispositivi commerciali. I piedini da RB0 a RB3 sono configurati come uscite, e pilotano le colonne della tastiera.
I pin da RB4 a RB7 sono configurati come ingressi e vengono utilizzati per leggere il valore presente sulle 4 righe. Quando i tasti vengono premuti, cortocircuitano una riga con una colonna. Dal momento che le uscite vengono attivate una alla volta (come accadeva con i display a 7 segmenti), leggendo il valore delle righe è possibile sapere quale tasto è premuto. Ad esempio, all'inizio della scansione RB3-RB0 varranno 0b0001, quindi sarà selezionata la prima colonna. Se leggiamo 0b0100 su RB7-RB4 significa che il tasto premuto è T9.
Scrivere una routine per la lettura di una tastiera potrebbe sembrare un'impresa difficile, o quantomeno noiosa, ma per fortuna non abbiamo bisogno di farlo! Il MikroC infatti mette a disposizione delle routine di libreria molto semplici da usare. Le funzioni in questione sono **Keypad_Init**, **Keypad_Read** e **Keypad_Released**. La prima serve per selezionare la porta

del PIC che dovrà gestire la tastiera, la seconda restituisce un numero da 1 a 16 se uno dei tasti è stato premuto, 0 altrimenti, mentre la terza esegue la stessa funzione, ma blocca l'esecuzione del programma fino a quando un tasto non è stato premuto e rilasciato. Un esempio di utilizzo è il seguente:

```
…
// Tastiera su porta B
Keypad_Init(&PORTB);
…
// Se è premuto un tasto…
c=Keypad_Read();
if (c) {
   …

}
// Oppure:
// attende la pressione
c=Keypad_Release();
…
```

## TASTIERE PS/2

Se abbiamo bisogno di un maggior numero di tasti e vogliamo utilizzare un minor numero di pin di I/O è possibile adottare una soluzione molto pratica: possiamo collegare al PIC una tastiera PS/2, del tipo utilizzato di solito per i PC. Sono sufficienti due linee di I/O: una per i dati seriali, l'altro per il clock. Ad ogni pressione di un tasto la tastiera invierà il suo "scan code", sotto forma di una stringa di 11 bit, in cui saranno presenti un bit di start, 8 bit di dati, un bit di parità dispari, ed un bit di stop. Se il tasto viene tenuto premuto, la tastiera invierà di nuovo il dato ogni 100ms circa.
Quando il tasto viene rilasciato la tastiera invierà un codice 0xF0, seguito dallo scan code del tasto. I tasti "speciali" (tasti F1-F12, tasti cursore, etc.) sono preceduti da un codice 0xE0. Anche in questo caso non sarà necessario scrivere a mano le routine di gestione, perché il MikroC mette a disposizione delle funzioni già pronte che rendono estremamente semplice

l'uso di questi dispositivi. Le funzioni che utilizzeremo sono **Ps2_Init** e **Ps2_Key_Read**.
Queste funzioni restituiscono le informazioni sui tasti premuti, e gestiscono anche la conversione da scan code ad ASCII.
Per effettuare una prima prova consideriamo lo schema di figura 4, in cui un display a 7 segmenti è collegato alla porta B del PIC, mentre la tastiera è collegata alle linee RA0 ed RA1 della porta A.
Il programma che segue legge i dati inviati dalla tastiera e visualizza sul display il carattere corrispondente se questo è un numero oppure una lettera da A ad F.

```
void main() {
  unsigned short key, special, down;
  char tasto=0;
  char segs[16]={0x3F, 0x06,
     0x5B, 0x4F, 0x66, 0x6D,
     0x7D, 0x07, 0x7F, 0x6F,
     0x77, 0x7C, 0x39, 0x5E,
     0x79, 0x71};
  // Inizializz.
  TRISB = 0x00;
  // Inizializz. PS/2
  Ps2_Init(&PORTA);
  // Attende inizializz.
  Delay_ms(100);
  TRISA = 0;
  PORTA = 15;
  // Loop infinito
  while(1) {
    // Legge tastiera e aggiorna carattere
    if (Ps2_Key_Read(&key, &special, &down)) {
      if (down) {
        if ((key>='0')&&(key<='9'))
tasto=key-'0';
        if ((key>='a')&&(key<='f'))
tasto=key-'a'+10;
        if ((key>='A')&&(key<='F'))
tasto=key-'A'+10;
      }
    }
    PORTB=segs[tasto];
    Delay_ms(20);
  }
}
```

La parte del programma che gestisce il display è identica a quella vista in precedenza, le uniche differenze risiedono nella chiamata alle due funzioni che gestiscono la tastiera. Inizialmente è stata richiamata la funzione di inizializzazione, indicando che la tastiera è collocata sulla porta A. All'interno del loop principale viene richiamata la funzione Ps2_Key_Read. Questa funzione restituisce 1 se è stato premuto o rilasciato un tasto, oppure 0 in caso contrario.
Nel primo caso le informazioni sul tasto saranno contenute nelle tre variabili, che vengono passate per riferimento (e che quindi vengono modificate dalla funzione). La variabile *key* contiene il codice ASCII del tasto premuto o rilasciato, la variabile *special* vale 1 se è stato premuto un tasto "speciale" (e che quindi *key* non contiene un valido codice ASCII). La variabile *down* vale 1 se il tasto è stato premuto, o 0 se è stato rilasciato.
Nel programma viene verificato prima di tutto se si è verificata la pressione di un tasto (e non un rilascio), ed in seguito viene fatto un controllo sul valore ASCII del tasto: se questo corrisponde ad un valore numerico o ad una lettera dalla A alla F (sia minuscole che maiuscole), viene generato il carattere corrispondente da visualizzare sul display.
Come si può vedere il funzionamento di queste routine è molto semplice e si presta ad essere utilizzato in molte applicazioni.

## DISPLAY LCD INTELLIGENTI

I display LCD intelligenti sono un'altra categoria di dispositivi molto comodi e versatili. Essi permettono infatti di visualizzare testo e numeri disposti su un certo numero di righe e di colonne.
La programmazione di questi dispositivi non è

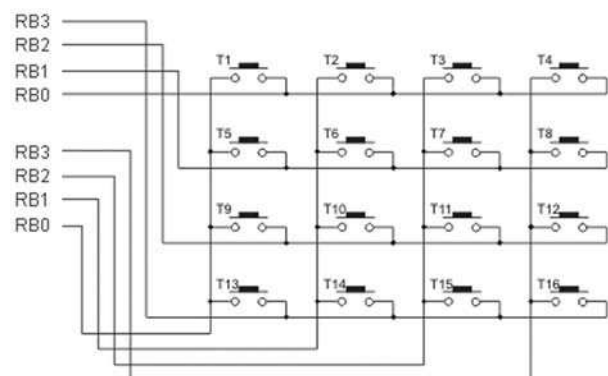



**Figura 3** Schema di una tastiera a matrice

complicatissima, ma può risultare sicuramente un tantino laboriosa. Anche in questo caso il MikroC ci viene incontro fornendoci delle funzioni di libreria già pronte che permettono di utilizzare in modo molto semplice ed intuitivo questo tipo di display. Le funzioni permettono di visualizzare sul display delle stringhe di testo o dei caratteri, indicandone le coordinate iniziali se desiderato.
Vediamo subito un semplicissimo esempio, che applicato allo schema di figura 5, visualizza sul display la stringa "Fare Elettronica!" disposta su due righe:

```
void main() {
  char *testo1 = "Fare";
  char *testo2 = "Elettronica!";
  TRISB = 0x00;
  Lcd_Init(&PORTB);
  Lcd_Cmd(LCD_CLEAR);
  Lcd_Out(1,1, testo1);
  Lcd_Out(2,5, testo2);
  while(1) {}
}
```

Dapprima viene inizializzato il display sulla porta B, in seguito viene inviato un comando per pulire lo schermo (i comandi disponibili sono parecchi, e si rimanda al manuale del MikroC per un elenco completo), ed infine vengono stampate le due stringhe, la prima nella posizione iniziale (in alto a sinistra), la seconda nella riga sottostante, spostata di 5 caratteri dal bordo sinistro.
Mettendo assieme quello che abbiamo imparato fino ad ora, possiamo realizzare un'applicazione leggermente più complessa, che permette di apprezzare la versatilità delle funzioni di libreria viste: proviamo a collegare al PIC una tastiera PS/2 ed un display LCD, e creare un programma che ci permetta di scrivere sul display tramite la tastiera, come avviene di solito sullo schermo di un normale computer. Lo schema da considerare è quello di figura 5, a cui la tastiera può essere collegata alla porta A del PIC, come visto in figura 4.

```
void main() {
  char x, y;
  unsigned short key, special, down;
```

```
  // Inizializz.
  TRISB = 0x00;
  // Inizializz. display
  Lcd_Init(&PORTB);
  // Inizializz. PS/2
  Ps2_Init(&PORTA);
  // Attende inizializz.
  Delay_ms(100);
  Lcd_Cmd(LCD_CLEAR);
  Lcd_Cmd(LCD_UNDERLINE_ON);

  x=1;
  y=1;
  // Loop principale
  while(1) {
    // Legge tastiera e visualizza
    if (Ps2_Key_Read(&key, &special, &down)) {
      if (down) {
        if (!special) {
          // Testo
          if ((key>31)&&(key<128)) {
            Lcd_Chr(y,x,key);
            x++;    // Avanza cursore
          }
        } else {
          if (key==30) x--;  // Cursore sx
          if (key==31) x++;  // Cursore dx
          if (key==32) y=1;  // Cursore su
          if (key==33) y=2;  // Cursore giù
          if (key==13) { // Enter: cancella
            x=1;
            y=1;
            Lcd_Cmd(LCD_CLEAR);
          }
        }

        // Aggiornamento posizione
        if (x>16) x=16;
        if (x<1) x=1;
        // Aggiorna posiz. cursore
        Lcd_Out(y,x,"");
      }
    }
  }
}
```

Come si può vedere il programma è un mix di quelli presentati precedentemente. Il display è stato assegnato alla porta B mentre la tastiera alla porta A. Inizialmente il display viene ripulito e viene attivato il cursore tramite gli appositi comandi, poi ha inizio il loop principale, in cui si verifica se c'è stata attività sulla tastiera, se è stato premuto un tasto (variabile *down*=1), se si tratta di un tasto alfanumerico o meno (variabile *special*). Il carattere viene quindi inviato al display oppure gestito opportunamente se corrisponde ad un tasto speciale. Come si può vedere le coordinate del cursore vengono gestire dal programma, questo permette di evitare che il cursore possa superare l'area visibile del display. I caratteri sono stampati con la funzione **Lcd_Chr**, che prende in ingresso le coordinate (riga e colonna), ed il codice ASCII del carattere da stampare, che in questo caso è quello restituito dalla tastiera. Tra i tasti speciali quelli riconosciuti e gestiti sono i tasti cursore, che permettono di spostarsi nelle quattro direzioni, ed il tasto Enter, che viene utilizzato per cancellare il testo visualizzato. Per evitare che il cursore esca dall'area visualizzata (larga 2 righe di 16 caratteri), sono presenti degli appositi controlli che limitano le coordinate x ed y del cursore. La funzione **Lcd_Out**, che di solito serve per visualizzare una stringa in una data posizione, qui è usata soltanto per aggiornare la posizione del cursore (infatti visualizza una stringa vuota).

## ANTIRIBALZO CON INTERRUZIONI

Come è stato accennato prima, implementare la funzione di antirimbalzo ed antiripetizione (o ripetizione ad una velocità controllata) può causare qualche inconveniente, se non si progetta bene il tutto.
Esistono molte buone soluzioni a questo problema, e di seguito ne mostreremo una che può essere facilmente adattata alle diverse esigenze e ad un numero di pulsanti qualsiasi. L'idea è quella di utilizzare le interruzioni, seguendo la stessa filosofia che abbiamo usato per gestire i display a 7 segmenti di 4 cifre: generare un'interruzione ad intervalli regolari con un timer, e verificare lo stato dei pulsanti in questi intervalli. In pratica ad ogni interruzione verifichiamo se lo stato dei pulsanti è cambiato, in caso affermativo iniziamo a contare da zero, e continuiamo fintantoché lo stato rimane uguale.
In questo modo sapremo che se il contatore raggiunge una certa soglia lo stato dei pul-

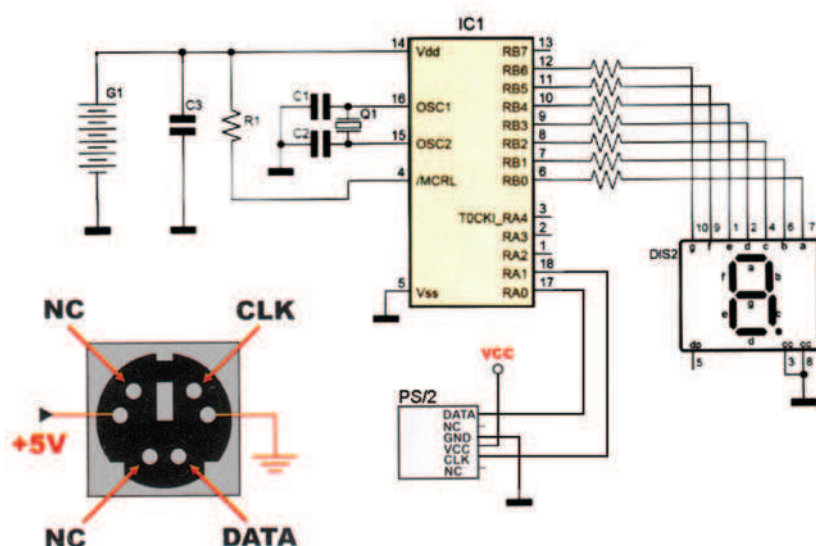



*Figura 4* Collegamento di una tastiera PS/2 al PIC

santi si è stabilizzato, e quindi possiamo considerare il loro valore valido.
Una volta utilizzato il valore dei pulsanti, azzeriamo il contatore in modo da prepararci alla successiva pressione. La nostra routine in realtà fa anche di meglio: gestisce anche il ritardo con cui aggiornare il valore quando il pulsante rimane premuto! Infatti il valore caricato nel contatore è differente a seconda che siano verificati dei cambiamenti di stato (pulsante premuto o rilasciato) o che si sia utilizzata la variabile.
In questo modo possiamo ottenere una risposta molto veloce alla pressione, ma una velocità di ripetizione molto più lenta quando il pulsante rimane premuto, adatta quindi ai tempi di reazione dell'utente. Il codice che segue mostra la tecnica descritta applicata allo schema di figura 2, in cui i pulsanti controllano l'incremento o il decremento del numero visualizzato sul display a 7 segmenti.

```
char tasti, tpress;
void main() {
  char cont=0;
  char segs[16]={0x3F, 0x06,
     0x5B, 0x4F, 0x66, 0x6D,
     0x7D, 0x07, 0x7F, 0x6F,
     0x77, 0x7C, 0x39, 0x5E,
     0x79, 0x71};
  // Inizializz. porte
  TRISA = 0x03;
  PORTA = 0x08;
  TRISB = 0x00;
  // Inizializz. registri
  OPTION_REG  = 0x82;
  TMR0        = 0;
  INTCON      = 0xA0;
  // Loop principale
  while(1) {
    // Aggiorna display
    PORTB=segs[cont];
    // Controlla polsanti
    if (tpress>200) {
      if (tasti&0x02) cont++;
      if (tasti&0x04) cont--;
      tpress=0;
    }

    // Correzione contatore
    if (cont>9) cont=0;
    if (cont<0) cont=9;
  }
}


void interrupt()
{
  if (tasti==PORTA) {
    if (tpress<250) tpress++;
  } else {
    tpress=180;
    tasti=PORTA;
  }
  // Reset timer e flag
  TMR0 = 0;
  INTCON = 0x20;
}
```

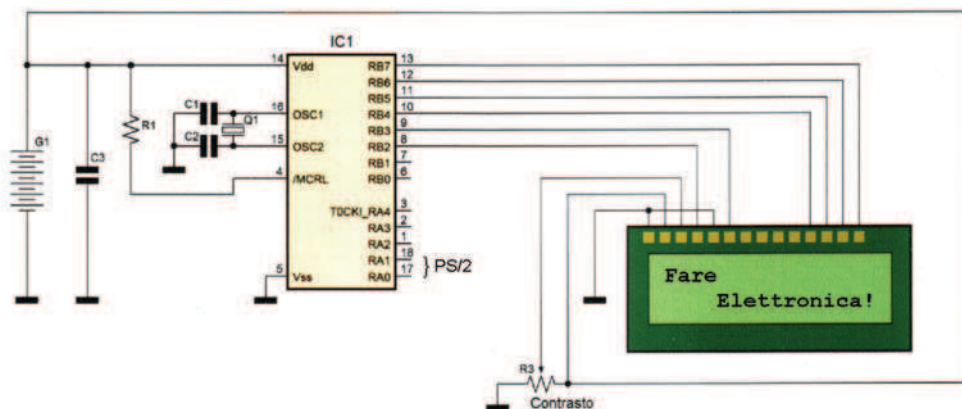



*Figura 5* Collegamento del display LCD al PIC

Rispetto al codice mostrato prima le differenze sono minime, e consistono nell'impiego della routine d'interruzione e delle variabili tpress, che viene usata come contatore per lo stato dei pulsanti, e la variabile *tasti*, che è in pratica una copia della porta A. Come si può vedere quando viene rilevata una transizione (variabile *tasti* è diversa dal valore di PORTA), il valore del contatori riparte da 180 e non 0, quindi per raggiungere la soglia (200) impiegherà minor tempo rispetto a quando il valore viene utilizzato (tptress è riportato a 0).
Va notato che la routine può essere facilmente estesa a più pulsanti su più porte, e può essere integrata con la routine di gestione del display vista nella scorsa puntata (o con altre che richiedano simili tempistiche).

## CONCLUSIONI

Nella prossima puntata vedremo come generare con il PIC ed il MikroC dei segnali PWM e come utilizzarli per delle interessanti applicazioni. Vedremo anche come generare del suoni e melodie con il PIC. Non mancate!

**Codice MIP 255088**

# UPS By Example

*Abbiamo visto nella puntata precedente quali sono le problematiche inerenti agli UPS Short break e come sia necessario per garantire un buon funzionamento del sistema un circuito di commutazione all'altezza della situazione. Continueremo nella trattazione del progetto e affronteremo in questa puntata le problematiche legate al circuito di ricarica delle batterie e agli accumulatori al piombo ermetici che equipaggiano normalmente queste apparecchiature.*

In qualunque UPS l'energia che si fornisce al carico in assenza di tensione di rete viene prelevata dalle batterie dove in precedenza era stata accumulata sotto forma di energia chimica. Dato che nelle normali batterie al piombo si verificano esalazioni di sostanze pericolose per l'uomo e per l'ambiente il loro utilizzo, in apparecchiature destinate ad ambienti domestici o uffici, è da evitare. Inoltre l'effetto corrosivo che può verificarsi sulle parti metalliche del contenitore e dei componenti elettronici, per la non perfetta tenuta ermetica, ne vieta l'impiego all'interno degli UPS(1). La stragrande maggioranza dei costruttori ricorre alle batterie ermetiche al piombo gel che sono ermetiche e non richiedono alcuna manutenzione. Quando sono esauste vanno sostituite. Si possono tranquillamente istallare all'interno dell'apparecchiatura e, cosa di non poco conto, possono operare in qualunque posizione. Risulta evidente quindi che una gestione ottimale delle batterie (cioè, il più possibile attenta alle specifiche e ai suggerimenti dei costruttori) ne allunga l'autonomia e il ciclo vitale. L'UPS deve allora essere in grado di mantenerle al massimo della carica senza sottoporle ad inutili stress dovuti a ricariche troppo veloci o tensioni di mantenimento elevate. Vediamo di stabilire alcune regole comuni a questo tipo di batterie, avvalendoci dei dati rilasciati dai produttori.

Prima di tutto, la temperatura d'esercizio, che risulta molto importante ai fini della vita media della batteria; le norme raccomandano come ideale una temperatura di 20 °C e 25°C come massima. Superare tali condizioni significa accorciare in maniera consistente la vita delle batterie e quindi rendere più frequenti anomalie e sostituzioni molto costose. A tale riguardo vi posso dire che una temperatura di esercizio di 30°C è sufficiente a dimezzare (e forse anche più che dimezzare) la vita media che normalmente viene stimata dai 4 ai 5 anni; per non parlare dei cicli di carica e scarica, variazioni della resistenza interna, autonomia…
Vorrei precisare che la temperatura d'esercizio non è solo determinata dall'ambiente, ma soprattutto, dalla dissipazione dei vari componenti che si verifica all'interno del contenitore dell'UPS e quella che le batterie raggiungono al loro interno a causa di una corrente di ricarica o di mantenimento troppo elevata. Quindi possiamo concludere che la temperatura d'esercizio viene determinata da cause esterne ambientali e da cause interne sulle quali possiamo operare con una progettazione attenta.

Le modalità di carica e scarica influiscono in maniera diretta e consistente sulla durata delle batterie. Sulla scarica non possiamo far nulla

# Il circuito di ricarica delle batterie

di Massimo Di Marco

poiché è determinata dal carico e quindi dall'energia che viene richiesta alla batteria. Anche in questo caso però bisogna fissare le massime correnti (e quindi la potenza massima) di scarica con un certo margine rispetto a quanto promesso dai dati di targa, poiché la capacità nominale della batteria è espressa in A/h su 20 ore di scarica a corrente costante; e vi assicuro che la relazione che lega la corrente con il tempo di scarica è tutt'altro che lineare. Con questo voglio dire che se una batteria è di 20 A/h -come dato nominale- non vi aspettate che eroghi 20 amper per un'ora ma *solamente* 1 amper per 20 ore (se siete interessati all'argomento guardatevi i data-sheet dei produttori seri come Fiamm-GS, Yuasa, Hitachi e altri).

Dalle specifiche tecniche Fiamm-GS possiamo rilevare come una batteria da 12V – 7,2A/h (mod. FG 20721), che è con molta probabilità il tipo di batteria più utilizzato nel mondo, può erogare 29 Amp. per 5 minuti, 18 Amp. per 10 minuti, 4,6 in un'ora e 0,37 Amp. per 20 ore[(2)]. Come si può facilmente costatare dai grafici la capacità nominale, per un periodo di tempo di 5 minuti, si riduce *drammaticamente* a 2.42 A/h circa. Per quanto sin qui descritto possiamo concludere che le batterie destinate agli UPS devono erogare in un lasso di tempo piuttosto breve tutta l'energia da esse accumulata. Per far fronte a questa esigenza i costruttori più importanti hanno sviluppato e reso disponibile un tipo di batterie in grado di erogare una potenza superiore a parità di capacità e, soprattutto, di ingombro. Facendo riferimento ancora a Fiamm-GS troviamo che questa ha in produzione una serie di batterie denominata FGH (ma anche altri produttori come Yuasa producono batterie espressamente per UPS) la quale riesce ad erogare una potenza decisamente superiore nei primi minuti di scarica. Prendendo ad esempio il modello FGH 20902, che possiede le stesse dimensioni della FG 20721, troviamo che la capacità nominale è di 9 A/h e la corrente erogabile nei primi 5 minuti è di quasi 45 Amp. A voi la scelta.

Vediamo adesso di occuparci della ricarica della batteria, che rappresenta un argomento da non prendere sottogamba, perché gli effetti deleteri dovuti ad un procedimento inadatto o errato non sono ravvisabili immediatamente ma sicuramente visibili (e non solo in termini di prestazioni) alla lunga, quando improvvisamente la nostra preziosa batteria ti pianta in asso e si spegne tutto.
Le modalità possibili sono: a tensione costante o a corrente costante. Nel primo caso si applica alla batteria la tensione di carica a fondo che di circa 2.4-2.6 volt per elemento. In questo caso si impone alla batteria una corrente che può essere ragguardevole e per questo motivo i costruttori raccomandano di non superare 1.5 C, dove C è la capacità nominale della batteria. In sostanza si applica la tensione di fine carica e si limita la corrente massima; questo modo di operare porta a ricariche molto veloci ma che abbisognano di alimentatori di una certa potenza e robustezza. La seconda modalità è quella della corrente costante; con questa modalità i costruttori consigliano di operare ad una corrente di 0,25 C, cioè un quarto della capacità nominale della

(1) *L'utilizzo di accumulatori convenzionali non ermetici è consentito ma regolato da un'apposita normativa che impone l'istallazione delle stesse in ambienti opportunamente areati e sorvegliati, comunque non accessibili al pubblico o a personale non autorizzato.*
(2) *Questo è il dato che ci fornisce, come ho detto prima, la capacità nominale. Infatti, moltiplicando 0,37x20 otteniamo 7,4 A/h*
(3) *In questo caso, con la tecnica di regolazione lineare, per una serie di motivi non si può andare oltre tale tensione, ma principalmente, perché si determina una dissipazione del darlington inaccettabile.*

batteria. Si ottiene ovviamente una ricarica più lenta e progressiva che bisogna però interrompere quando la tensione raggiunge il valore di fine carica. Per far questo bisogna ricorrere ad un automatismo che stacca la batteria quando questa ha raggiunto la massima carica. Dato che gli UPS devono gestire autonomamente il processo senza alcun intervento esterno si ricorre allora alla ricarica cosiddetta a due fasi, e cioè: inizialmente a corrente costante, con una valore che può andare dal 10 al 25 % di C. Una volta raggiunta la tensione di fine carica l'alimentatore impone una tensione fissa leggermente più bassa, detta tensione di mantenimento, che per le batterie a 12 volt è fissata a 13.8 volt. Ricapitolando abbiamo: una prima fase a corrente costante, fino al raggiungimento di una tensione di 14.8 - 15 volt alla quale l'alimentatore, mediante la commutazione di un apposito comparatore, fissa la sua tensione di uscita a 13.8 volt. Nel nostro UPS ho previsto esattamente questa procedura, e dato che utilizziamo due batterie da 7.2 A/h in serie, la corrente massima è stata fissata in 650 mA e la tensione di mantenimento di circa 28 volt. Bisogna tener conto che per ricaricare una batteria completamente scarica non è a volte sufficiente applicare la tensione di *fine carica* di 30 volt (per due batterie in serie), poiché il processo di ricarica potrebbe anche non innescarsi (si raggiunge un assorbimento minimo di corrente dopo un tempo molto lungo); in tal caso è richiesta una tensione decisamente più alta di quella nominale per cui il nostro caricabatteria a vuoto può raggiungere 40 volt circa, valore che a volte non è nemmeno sufficiente[(3)]. Bisogna evitare quindi di scaricare totalmente le batterie per non mettere a rischio la loro funzionalità.

Esaminiamo a questo punto lo schema elettrico del caricabatteria visibile in figura 1; il circuito è strutturato in modo da rispettare tutti gli accorgimenti che si qui abbiamo ritenuto utili. Dal connettore TP1 la tensione di secondario dell'apposito trasformatore -che è di circa 28 volt AC- viene raddrizzata e livellata in modo del tutto convenzionale. Il valore che si ottiene su C17 è, come detto prima, di circa 40 Volt e dipende sia dalla tensione di rete che dall'assorbimento delle batterie. Vi dico subito che, per questo motivo, non ho ritenuto con-

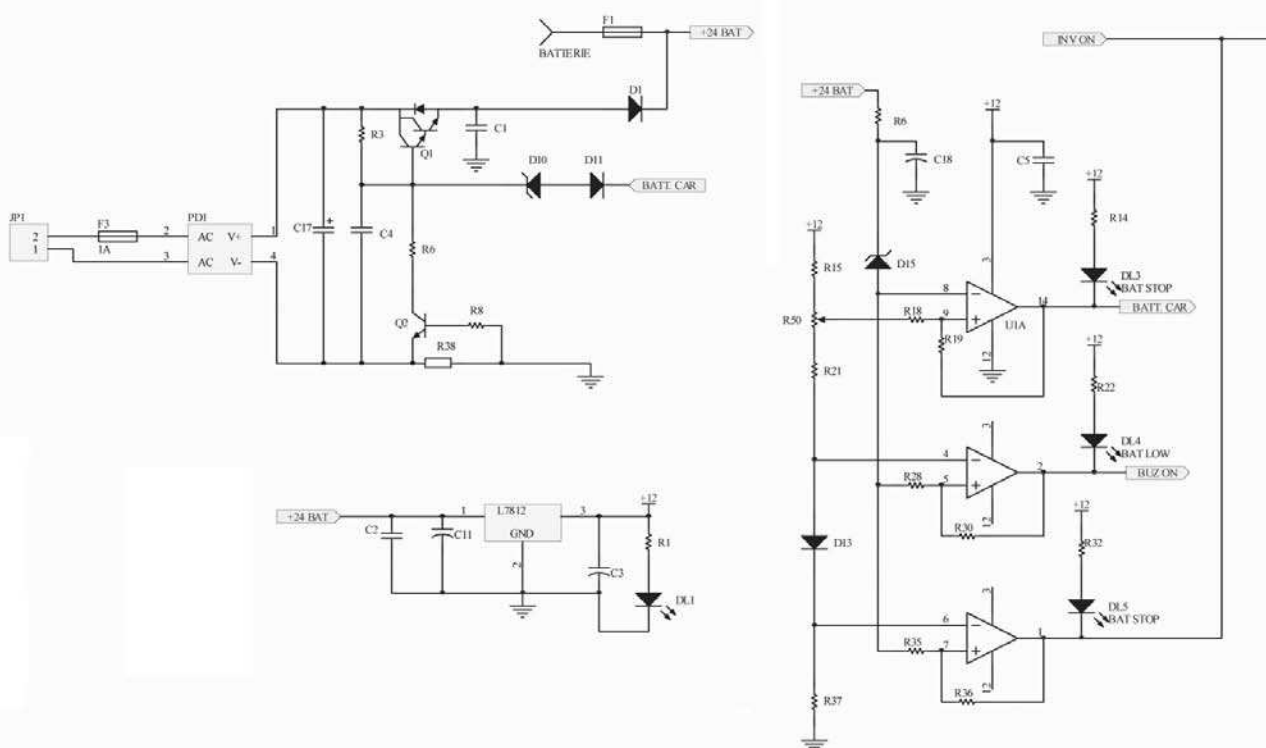



***Figura 1*** *Circuito elettrico del caricabatteria e relativi controlli*

Codice MIP 255101

veniente prendere questa tensione alternata come riferimento per il circuito di commutazione al quale, invece, è stato destinato un piccolo trasformatore di 1,5 VA -montato sulla scheda principale- che risente solamente delle variazioni della tensione di rete.

La tensione in questione viene applicata al Darlington Q1 il quale, grazie al controllo di corrente operato da R38 e Q2, regola la tensione applicata alle batterie in modo da erogare una corrente costante di circa 600 mA. La tensione di batteria è applicata ai tre comparatori che hanno tensioni di riferimento diverse. U4A sorveglia la tensione di fine carica che viene fissata con precisione da R50 e regolata a 30 Volt. Non appena l'uscita va bassa (il segnale **BAT CAR** va a zero) si accende LD3 e la tensione sulla base di Q1 viene fissata, tramite D10 e D11, a circa 27,6 volt. In questo modo, calcolando anche le cadute sulle giunzioni di Q1 e D1, la tensione viene mantenuta costante ad un valore prossimo a 28 Volt, che, come abbiamo stabilito, è il valore di mantenimento ottimale per due batterie in serie. Quando invece le batterie erogano energia la tensione viene controllata dagli altri due comparatori; il primo (U4C) si attiva (cioè va basso) quando il potenziale scende a circa 21 volt. Viene acceso il led relativo e; come vedremo in seguito, viene attivato il cicalino con un suono continuo. Questa uscita ha solo funzione di segnalazione ottica-acustica e ci avvisa, in pratica, che le batterie sono in riserva di energia. A questo punto bisogna completare le operazioni in corso sugli utilizzatori e spegnere il tutto. Se ciò non accade bisogna evitare la scarica completa delle batterie, interrompendo forzatamente il funzionamento dell'inverter e, quindi, l'erogazione di energia. Ad una tensione inferiore di circa 0,6 volt dal valore precedente, cioè a 20 volt circa, scatta l'uscita del terzo comparatore (U4B) che forza a massa il segnale **INV ON** che, praticamente, blocca l'inverter. La batteria così conti-

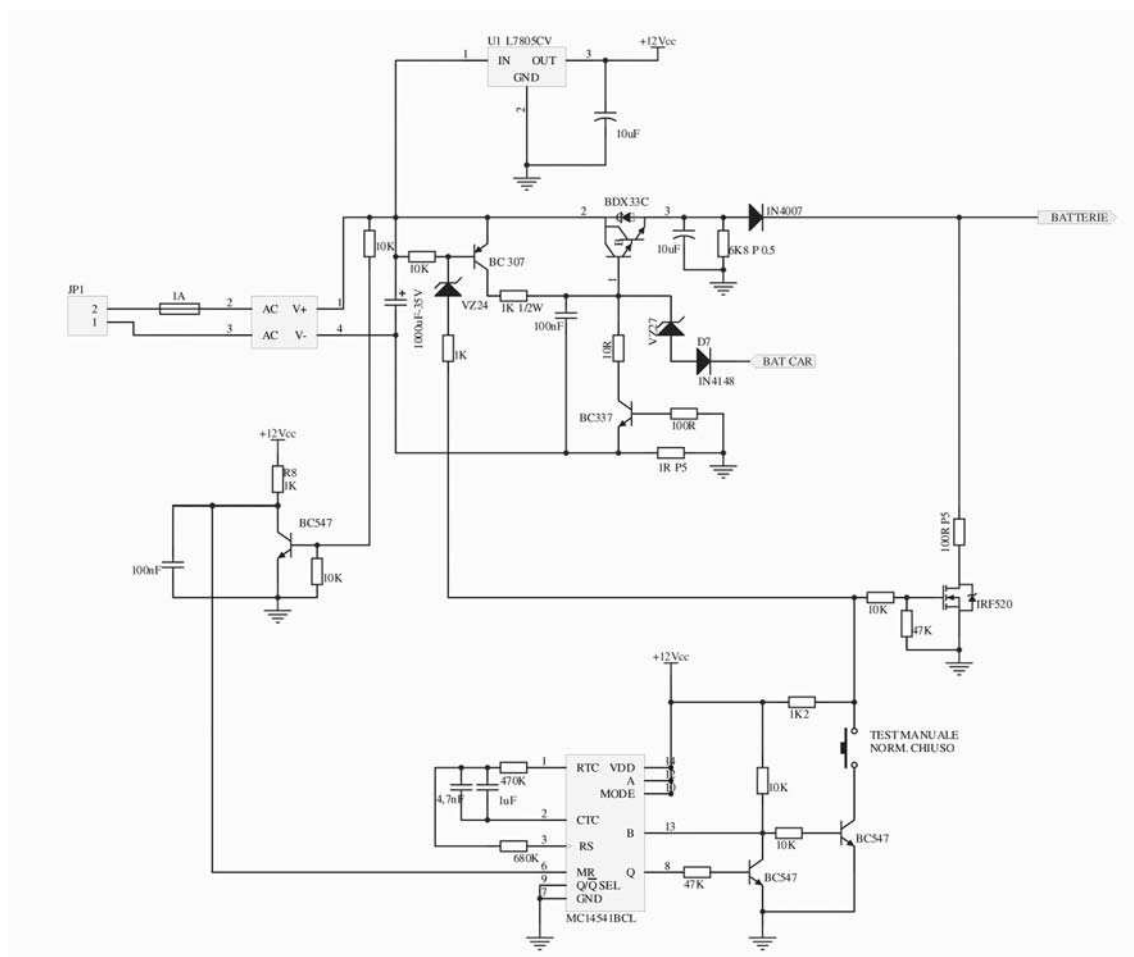



***Figura 2*** *Carica batteria con controllo periodico dello stato di carica*

nua si a scaricarsi ma molto più lentamente; al ritorno dell'energia elettrica, ricomincia così il ciclo di carica. Da notare come la tensione di batteria è applicata ai comparatori mediante un diodo Zener il quale riporta in tal modo le variazioni agli ingressi dei comparatori senza ridurli ma soltanto adattandoli ai livelli di riferimento.
Sebbene un controllo periodico delle batterie sia auspicabile, non ho ritenuto conveniente in questo progetto complicare il circuito in maniera consistente poiché un tale controllo avrebbe comportato l'utilizzo di un timer o di un altro automatismo e la possibilità di staccare il caricabatteria. In realtà nel nostro UPS avviene un controllo indiretto dello stato delle batterie ad ogni accensione; lo vedremo meglio nella prossima puntata quando parleremo e descriveremo le varie funzioni della scheda *madre*. Vi posso anticipare comunque che tale controllo si basa sul fatto che per accendere l'apparecchiatura bisogna pilotare un relè bipolare, il quale apre e chiude la tensione di rete applicata alle scheda. Se le batterie non hanno una carica sufficiente non è possibile attivare il relé e, quindi, l'apparecchiatura; bisogna gioco forza aprire il contenitore e sostituirle. Tuttavia, dato che questa situazione è irreversibile e/o abbastanza imprevedibile e fastidiosa, ho predisposto sul circuito stampato la possibilità di abolire il relè e ponticellare i contatti, montando al posto di questo un normale interruttore. A questo proposito saranno bene accetti i suggerimenti dei lettori che si avventureranno in questa realizzazione.
Per coloro che volessero comunque sperimentare un controllo periodico della batterie suggerisco di realizzare il circuito di figura 2, che prevede l'utilizzo di un timer a ciclo continuo implementato con un IC della serie CMOS 4541, il quale attiva periodicamente il p-mos a canale N che a sua volta, chiudendosi, inserisce il carico rappresentato da un resistore da 100 Ohm in parallelo alla batteria. Naturalmente in questo intervallo bisogna staccare il carica batteria per non falsare il test. A questo provvede TR2 posto in serie alla base del darlington di regolazione TR1; infatti, durante la fase di test l'uscita Q dell'IC va alta e questo fatto annulla praticamente l'uscita dell'alimentatore.
Il circuito mi sembra molto semplice ed intuitivo; vorrei solo far notare che TR3 Impedisce al contatore interno all'IC di avanzare quando non è presente la tensione di rete. Infatti, in questa condizione, il segnale MR va alto resettando i registri interni; di fatto ciò impedisce che si verifichi una fase di test quando manca la tensione di rete. Il condensatore di 4,7 nF, posto in parallelo a quello da 1 microF, può sembrare un'assurdità; infatti lo è, ma serve solo in fase di collaudo. Staccando temporaneamente il condensatore da 1µF non dovete aspettare 10-12 ore per constatare il buon funzionamento del timer ma solo pochi minuti. Non utilizzate un elettrolitico ma solo poliestere o, al più, un condensatore al tantalio, pena il mancato funzionamento dell'oscillatore interno all'IC. Con un oscilloscopio potete osservare la frequenza di clock sui piedini CTC o RTC; una volta misurata la frequenza si può calcolare sia il tempo di OFF che quello di ON. Il primo periodo vale 65536 $f_o$, mentre il periodo di **on**, portando l'ingresso B basso quando Q è alto, vale 256 volte $f_o$. I BJT TR6 e TR7 sono stati inseriti per non sovraccaricare l'uscita Q la quale non può che erogare qualche mA, insufficiente a polarizzare correttamente TR2 e TR5.
Naturalmente il circuito va integrato con i comparatori di controllo, come nella figura 1. Se durante la fase di test si accendono i LED di *batteria scarica* e di *fine autonomia* vuol dire che la batteria è da sostituire.

## CONCLUSIONE

L'importanza delle batterie e del loro mantenimento ottimale è tale che i circuiti di *management* devono essere adeguatamente progettati e, in questo senso, hanno assunto un ruolo fondamentale in qualunque apparato ne faccia uso (vedasi telefoni portatili o note-book)
Nella prossima puntata ci occuperemo del layout della scheda principale dell'UPS, nella quale troveranno la loro collocazione l'inverter, il caricabatteria che abbiamo descritto in questa trattazione, i circuiti di segnalazione acustica e visiva, i relè di on-off e di commutazione.

**Codice MIP 255098**

# L'amplificatore operazionale dalla A alla Z

*L'amplificatore operazionale è il componente di elezione nella realizzazione dei filtri attivi di qualsiasi ordine e di qualsiasi tipo. In questo articolo se ne analizzano alcuni.*

## 17.1 GENERALITÀ

Una notevole ed estesa applicazione dell'amplificatore operazionale si ha nei filtri attivi. Il motivo di una così ampia utilizzazione risiede nelle stesse caratteristiche dell'op-amp che, con pochi componenti passivi esterni, e quindi con un ingombro assai limitato e bassi costi, consente la realizzazione di un qualsiasi tipo di filtro attivo, dai passa-basso ai passa-alto, dai passa banda ai notch e ai passatutto.
Fra l'altro, mentre fino a pochi anni fa l'impiego era limitato alla bassa frequenza a causa dei valori non particolarmente elevati del *GBW*, con i più recenti operazionali, sia a reazione di corrente che a reazione di tensione, il campo di applicazione è divenuto praticamente illimitato.
Si sono già citati, a questo proposito, gli op-amp della National con *GBW* dell'ordine del GHz, mentre, ancora più recentemente, la Texas ha posto sul mercato della componentistica alcuni operazionali a reazione di tensione – serie THS4271, THS4275 – che presentano un prodotto guadagno per banda passante di 1,4 GHz, uno slew rate di circa 1000 V/µs, possibilità di alimentazione sia singola (4,5 V ÷ 15 V) che duale (±2,25 V ÷ ±7,5 V) e bassissimo rumore – 2,8 nV/√Hz.

## 17.2 FILTRO PASSA-BASSO DEL PRIMO ORDINE

È la versione attiva del filtro passa-basso passivo. Come illustra la figura 17.1a, è infatti costituito da un cella *R-C* la cui uscita è connessa all'input non invertente dell'operazionale.
È un filtro del primo ordine dal momento che, in banda di reiezione, fornisce un'attenuazione di 20 dB per decade (o 6 dB per ottava), ossia di 20 dB per ogni decuplicazione della frequenza (o 6 dB per ogni raddoppio della frequenza).
Un esempio chiarisce con immediatezza le modalità di dimensionamento.

### Esempio 17.1

Dimensionare il filtro di cui alla figura 17.1a per una frequenza di taglio $f_H$ di 5 kHz e un guadagno $A_{CL}$ = 5.

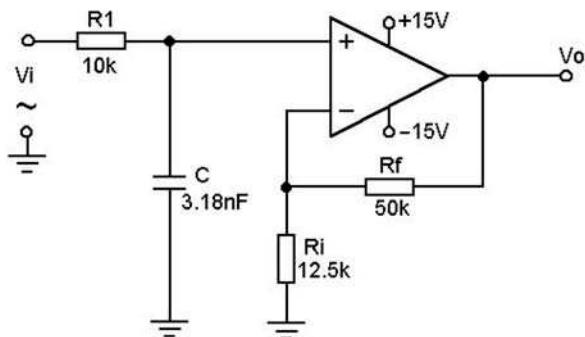



***Figura 17.1a*** *Filtro passa-basso del I° ordine*

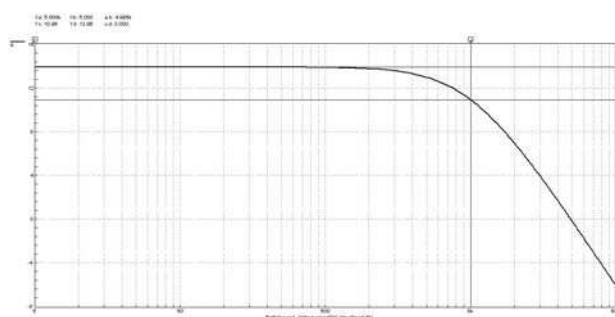
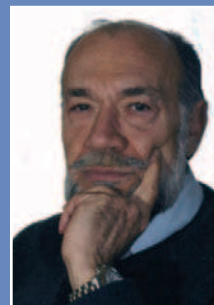



***Figura 17.1b*** *Curva di risposta in frequenza del filtro passa-basso del I ordine di cui alla figura 17.1a*

# L'operazionale nei filtri attivi

di Nico Grilloni

*Soluzione*
Essendo per la configurazione non invertente dell'op-amp:

$$A_{CL} = 1 + (R_f / R_i)$$

e quindi anche:

$$R_i = R_f / (A_{CL} - 1)$$

tramite quest'ultima espressione, fissato il valore della resistenza $R_f$, si calcola il valore da attribuire alla resistenza $R_i$.
Ponendo, per esempio, $R_f$ = 50 kΩ, per Ri si ricava:

$$R_i = 50000 / (5 - 1) = 12{,}5\ k\Omega$$

Per quanto detto a proposito delle componenti di offset, si pone quindi la resistenza $R_1$ pari al parallelo delle resistenze $R_f$ e $R_i$ dell'anello di reazione alle quali è demandato il guadagno del filtro.

$$R_1 = R_i // R_f = 50000//12500 = 10\ k\Omega$$

Non rimane che da calcolare il valore della capacità *C* in funzione della frequenza di taglio richiesta.
Essendo:

$$f_H = 1/(2 \cdot \pi \cdot C \cdot R) = 0{,}159/(C \cdot R) \qquad [17.1]$$

si ricava:

$$C = 0{,}159 / (f_H \cdot R) \qquad [17.2]$$

Pertanto alla capacità *C* è da attribuirsi il valore:

$$C = 0{,}159 / (5000 \times 10000) = 3{,}18\ nF$$

La figura 17.1b riporta la curva di risposta in frequenza del filtro passa-basso qui dimensionato. A –3 dB, indicati dalla reciproca posizione dei marker orizzontali [è infatti *(c – d)* = –3 dB], il marker verticale *a* indica la frequenza di taglio $f_H$ = 5 kHz.
L'ordinata $Y_d$, che indica la distanza del ramo orizzontale della curva di risposta dal livello 0 dB del segnale di ingresso, indica pertanto il guadagno. È, infatti: $Y_d$ = 13,96 dB. A 13,96 dB corrisponde un guadagno $A_{CL}$ = 5. Al di là della frequenza di taglio, la curva ha pendenza di 20 dB/decade trattandosi di un filtro del I ordine.

## 17.3 FILTRO PASSA-ALTO DEL I° ORDINE

Il filtro passa-alto del I ordine - figura 17.2a - si ottiene ponendo nel passa-basso di cui alla figura 17.1a, la capacità *C* al posto della resistenza *R* e viceversa.
Per il dimensionamento si porrà $R = R_f // R_i$ e quindi, indicata con $f_L$ la frequenza di taglio inferiore, si calcolerà il valore da attribuire alla capacità *C* con l'espressione – analoga alla [17.2]:

$$C = 0{,}159 / (f_L \cdot R)$$

**Figura 17.2a** *Filtro passa-alto del I° ordine*

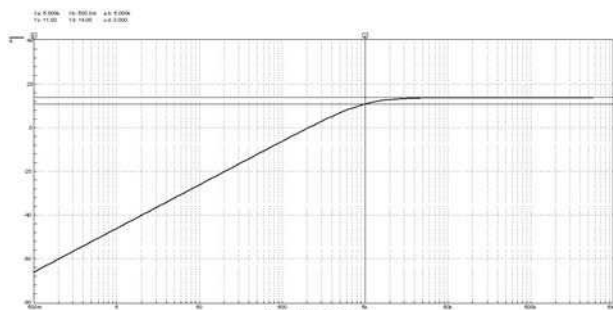



**Figura 17.2b** *Curva di risposta in frequenza del filtro passa-alto del I° ordine di cui alla figura 17.2a.*

Poiché nel filtro passa-alto si sono utilizzati, sia per le resistenze che per il condensatore, i valori del filtro passa-basso, questo filtro passa-alto avrà, a –3 dB, una frequenza di taglio $f_L$ = 5 kHz e un guadagno pari a 5.
Ciò è evidente nel diagramma di risposta della figura 17.2b dove il marker verticale *a* indica la frequenza di taglio $f_L$ = 5 kHz.
A monte di questa, il filtro, essendo del I ordine, esibisce un'attenuazione di 20 dB/decade. Ciò significa che i segnali con frequenza inferiore alla $f_L$ subiscono, appunto, un'attenuazione di 20 dB per decade.

## 17.4 FILTRO PASSABANDA BIQUAD

Il filtro riportato nella figura 17.3a è un passabanda per la cui realizzazione sono necessari tre operazionali.
In simulazione si è utilizzato il doppio operazionale TL082 e il singolo TL081.
Per il dimensionamento di questo filtro, che sebbene più costoso di altri analoghi circuiti, ha però il pregio di presentare un'ottima stabilità e una grande versatilità di impiego, si impone inizialmente un valore alle due capacità *C1 = C2.*
A tal fine, indicando con $f_0$ la frequenza di centrobanda, si può fare ricorso all'espressione:

$$C_1 = C_2 \leq 1 / (10000 \cdot f_0) \qquad [17.3]$$

Si calcola quindi il valore della $R_3$ con l'espressione:

$$R3 = 0{,}159 / (f_0 \cdot C_1) \qquad [17.4]$$

Si pone quindi:

$$R_4 = R_5 = R_6 = R_3 \qquad [17.5]$$

Si calcolano infine i valori da attribuire alle resistenze $R_2$ e $R_1$ con le espressioni:

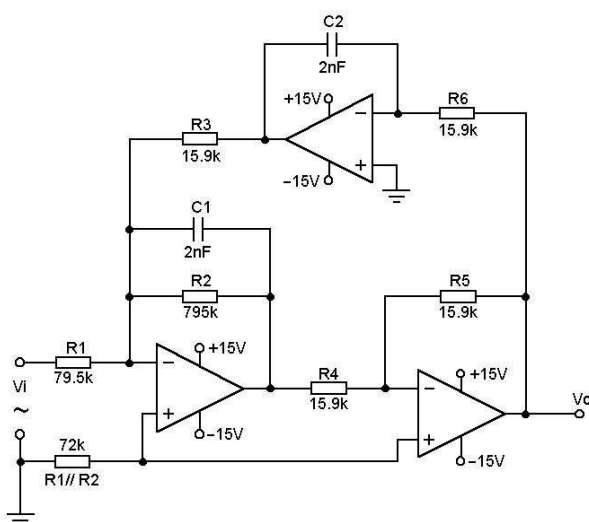



***Figura 17.3a*** *Filtro passabanda biquad con frequenza di centrobanda $f_0$ = 5 kHz*

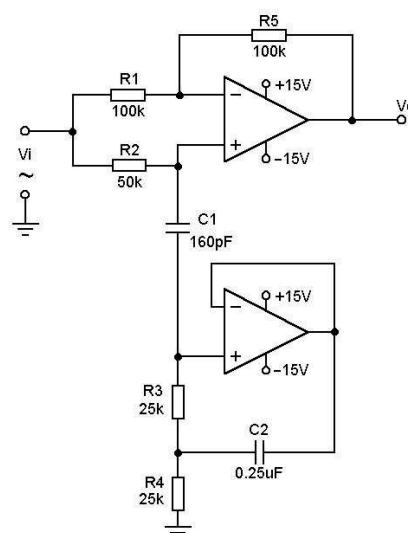



***Figura 17.4a*** *Filtro a reiezione di banda (notch) accordabile*

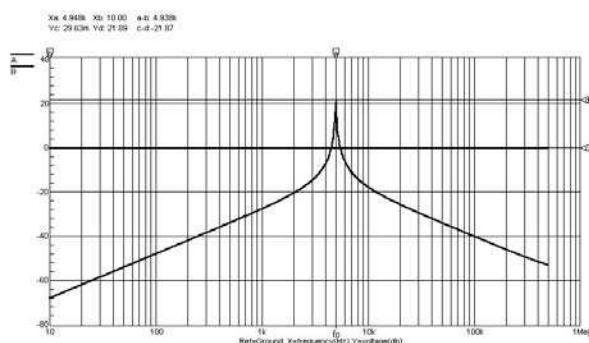



***Figura 17.3b*** *Curva di risposta in frequenza del filtro passabanda biquad di cui alla figura 17.3a*

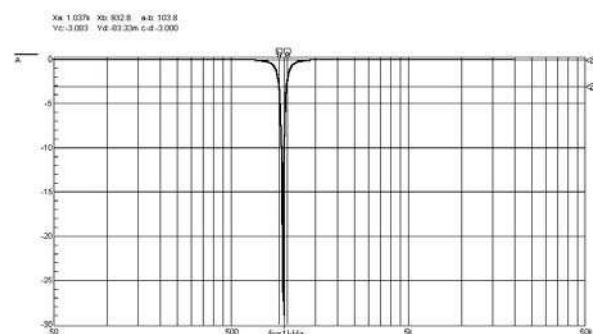
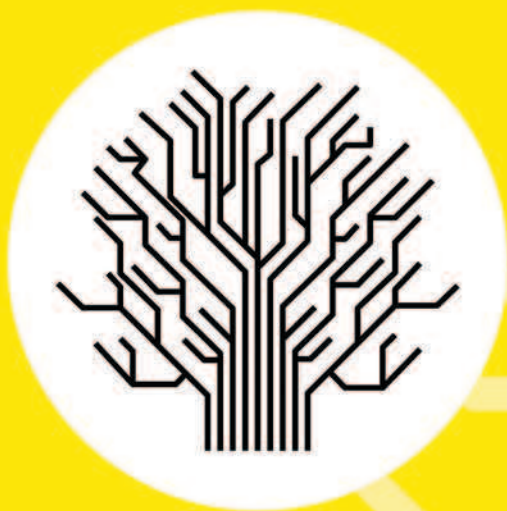



***Figura 17.4b*** *Curva di risposta del filtro notch di cui alla figura 17.4a*

# Fiera dell'Elettronica e del Radioamatore

## Gonzaga (Mn)
## 23/24 settembre 2006

Parco Fiera Millenaria
Orario continuato 8,30 - 18,00

**Fiera Millenaria di Gonzga Srl**
Via Fiera Millenaria, 13 | 46023 Gonzaga (MN)
Tel. 0376.58098 - 0376.58388 | Fax 0376/528153
E-mail: info@fieramillenaria.it

**http://www.fieramillenaria.it**

Codice MIP **255107**

$R_2 = R_3\ Q$ [17.6]
$R_1 = R_2 / A_C$ [17.7]

Nella [17.6], $Q$ è il fattore di merito del filtro pari al rapporto fra la frequenza $f_o$ di centrobanda e la banda passante B. Nel filtro di cui alla figura 17.3a si è posto $C_1 = C_2 = 2$ nF e quindi, applicando le espressioni su riportate, si sono calcolati i valori delle diverse resistenze per una $f_o = 5$ kHz , un guadagno $A_{CL} = 10$, e un fattore di merito $Q = 50$.
Il diagramma di risposta è esposto nella figura 17.3b. Qui il marker verticale *a* indica la frequenza $f_o$ ($X_a = 4{,}948$ kHz), mentre la distanza fra i due marker orizzontali, ossia l'ordinata $Y_d = 21{,}89$ dB, indica il guadagno: a 21,89 dB corrisponde un guadagno numerico pari a 12,4 che è un po' più elevato di quello previsto. La versatilità di questo filtro risiede nella possibilità di variare il guadagno agendo sul rapporto $R_2/R_1$, di modificare il fattore di merito agendo sulla resistenza $R_2$, e di variare la frequenza di centrobanda agendo sulla $R_3$.

## 17.5 FILTRO A REIEZIONE DI BANDA

Uno di questi filtri, riportato nella figura 17.4a, consente la possibilità di accordo su una determinata frequenza notch $f_n$ semplicemente agendo sul valore della capacità del condensatore $C_1$ che, pertanto, può essere sostituito da un compensatore.

Le formule utili al dimensionamento sono:
$R_2 = (50 \div 100)$ kΩ [17.8]
$R_1 = R_3 = 2\ R_2$ [17.9]
$R_4 = R_5 = 0{,}5\ R_2$ [17.10]
$C_2 = Q / (1{,}57 \cdot f_n \cdot R_4)$ [17.11]
$C_1 = 0{,}1592 / [C_2 \cdot (f_n \cdot R_4)]$ [17.12]

### Esempio 17.2

Si dimensioni il filtro notch rappresentato nella figura 17.4a per la frequenza notch $f_n = 1$ kHz e per un fattore di merito $Q = 10$.

*Soluzione*
Attribuendo alla resistenza $R_2$, il valore per esempio, di 50 kΩ, applicando le espressioni [17.8] ÷ [17.12], per gli altri componenti si ricavano i valori:

$$R_1 = R_3 = 100\ k\Omega$$
$$R_4 = R_5 = 25\ k\Omega$$
$$C_2 = 10/(1{,}57 x 1000 x 25000) = 0{,}25\ \mu F$$
$$C_1 = 0{,}1592/(0{,}25 x 10^{-6} x 10^6 x 25000^2) = 160\ pF$$

La figura 17.4b espone la curva di risposta del filtro notch qui dimensionato.
La frequenza $f_n$ è pari a 1 kHz mentre la distanza fra i marker verticali indica la banda interdetta. Essendo comunque $B = f_n / Q$, per $f_n = 1$ kHz e $Q = 10$, deve essere $B = 100$ Hz. In diagramma si legge, infatti, $B = (a - b) = 103{,}8$ Hz.
Questo filtro, come si è detto, è accordabile, e non soltanto ponendo un compensatore al posto del condensatore $C_1$, ma anche sostituendo alla resistenza $R_5$ un trimmer con in serie una resistenza da 1 kΩ.
È però da considerare che al variare della frequenza, si modifica il fattore di merito $Q$ come si evince dall'espressione [17.11].

## 17.6 LO SPEECH FILTER

È un filtro molto utilizzato nella ricetrasmis-

**Figura 17.5a** *Configurazione di uno speech filter*

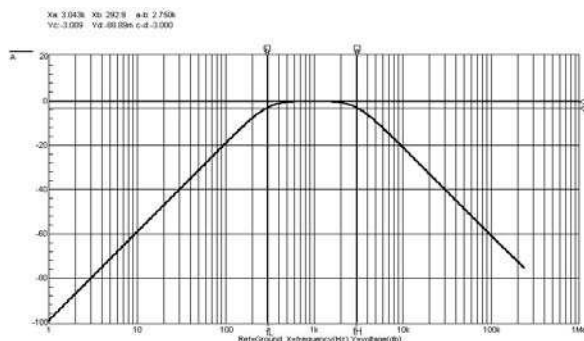



**Figura 17.5b** *Diagramma di risposta in frequenza dello speech filter di cui alla figura 17.5a*

sione del parlato dove la caratteristica più importante è l'intelligibilità del messaggio. Per ottenere questo risultato è sufficiente dimensionare un filtro passabanda nel quale vengano attenuate le frequenze inferiori a qualche centinaio di Hz e superiori a qualche migliaio di Hz.

Un esempio di speech filter è riportato nella figura 17.5a dove si nota che il filtro passabanda è realizzato ponendo in cascata un filtro passa alto del II ordine, ossia con attenuazione in banda di reiezione di 40 dB/decade, con un filtro passa-basso dello stesso ordine. La configurazione realizza così un filtro passabanda che, per i valori attribuiti ai componenti, presenta una frequenza di taglio inferiore $f_L$ = 300 Hz e una frequenza di taglio superiore $f_H$ = 3 kHz.

Le espressioni utili per il dimensionamento dei due stadi che in questo esempio presentano entrambi guadagno unitario, sono:

| *I stadio* | *II stadio* |
| --- | --- |
| $C_1 = C_2 \leq 1/(10000\ f_L)$ | $R_3 = 0{,}4 / (f_H \cdot C_{1s})$ |
| $C_3 = C_1$ | $R_{2s} = 0{,}764\ R_3$ |
| $R_1 = 0{,}075 / (f_L \cdot C_1)$ | $R_{1s} = R_{2s}$ |
| $R_2 = 4{,}5\ R_1$ | $C_{2s} = 0{,}2\ C_{1s}$ |

Il valore da attribuire alla capacità $C_{2s}$ si può sempre ricavare imponendo che sia $C_2 \leq 1/(10000\ f_H)$. Applicando le espressioni su riportate si è quindi dimensionato il filtro di cui alla figura 17.5a, ottenendo in simulazione il diagramma di risposta in frequenza esposto nella figura 17.5b. Qui, i due marker verticali *a* e *b* indicano le frequenze di taglio superiore e inferiore a –3 dB. Queste frequenze sono pari, rispettivamente, a circa 3 kHz (Xa= = 3,043 kHz) e a circa 300 Hz (Xb = 292,9 Hz). La distanza (*a* – *b*) = 2,75 kHz, esprime pertanto la banda passante *B*. Il guadagno del filtro è unitario come si vede dal tratto orizzontale della curva di risposta che giace sul livello 0 dB.

**Figura 16** *Configurazione di uno speech filter*

## 17.7 ALTRI FILTRI

Gli amplificatori operazionali si prestano alla realizzazione di un numero pressoché illimitato di filtri di vario genere. Nel settore audio è sufficiente ricordare i filtri attivi per il controllo di tono (Baxandall attivo), i filtri loudnesss, antiscratch e antirumble e gli equalizzatori ambientali di cui la figura 17.6 fornisce un esempio.

In questo equalizzatore, costituito da dieci filtri attivi, i potenziometri $R_2$ da 100 kΩ consentono l'attenuazione e l'esaltazione delle frequenze relative al modulo a cui sono connessi, mentre il valore attribuito ai condensatori $C_2$ determina la frequenza $f_0$ di centrobanda di ogni singolo stadio. Volendo modificare la $f_0$ si ricorrerà alle espressioni:

***Figura 17.7a*** *Riproduzione del modulo a $f_0$ = 16 kHz relativo all'equalizzatore ambientale a dieci bande di cui alla figura 17.6*

***Figura 17.7b*** *Diagramma di risposta del filtro di cui alla figura 17.7 con il cursore del potenziometro R2 tutto rivolto verso sinistra per la massima esaltazione*

***Figura 17.7c*** *Diagramma di risposta del filtro di cui alla figura 17.7a con il cursore del potenziometro R2 tutto rivolto verso destra per la massima attenuazione*

$$C_2 = (5{,}513 \times 10^{-7}) \,/\, f_0 \qquad [17.13]$$

$$C_1 = 10\, C_2 \qquad [17.14]$$

Il fattore di merito $Q$ è di poco maggiore dell'unità e pertanto, essendo $Q = f_0/B$, la banda passante $B$ è approssimativamente eguale alla frequenza $f_0$.

Si consideri, infatti, uno qualunque dei dieci moduli – per esempio il modulo a $f_0$ = 16 kHz – riprodotto per comodità nella figura 17.7a.
Portando il cursore del potenziometro $R_2$ tutto verso sinistra, ossia nella posizione di massima esaltazione, si ricava in simulazione con SPICE il diagramma di risposta di cui alla figura 17.7b, mentre portando il medesimo cursore tutto verso destra, ossia nella posizione di massima attenuazione, si ricava la curva riportata in diagramma nella figura 17.7c.

In entrambi i diagrammi si nota come la frequenza $f_0$ sia pressoché eguale a 16 kHz e come l'esaltazione – figura 17.7b – e l'attenuazione – figura 17.7c – siano rispettivamente pari a +12,5 dB e a –12,5 dB. Questi due valori sono indicati dall'ordinata *Yd*.
Negli stessi diagrammi si nota altresì come la banda passante a –3 dB, sempre espressa dalla distanza ($a - b$) fra i marker verticali, sia comunque abbastanza prossima alla frequenza $f_0$ e ciò indica che il valore di $Q$ è molto prossimo all'unità. In entrambi i diagrammi si ha infatti:

$$B = (a - b) = 15{,}13 \text{ kHz}$$

a cui corrisponde, per $f_0$ = 16 kHz, un fattore di merito:

$$Q = f_0/B = 16000/15130 = 1{,}05$$

Oltre ai tipi qui esposti esiste una vasta gamma di filtri di ordine superiore al primo – e quindi del III, IV, V, VI ordine, ecc. – e altri tipi ancora con funzioni del tutto particolari. Per lo studio e il dimensionamento di questi si veda, dello stesso Autore, *I filtri attivi* –Progetto e calcolo – II edizione – Hoepli Editore.

**Codice MIP 255104**

# CUBLOC™

GAMMA DI CONTROLLORI PROGRAMMABILI IN BASIC E LADDER LOGIC CON AMBIENTE DI SVILUPPO GRATUITO.

www.comfiletech.com

Codice MIP 255111

INWARE Srl Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI) Tel: 0266504794 - Fax: 0266508225 - www.inware.it

# Linee di trasmissione in



*Con questo ed i prossimi articoli della serie, affronteremo una branca dell'Elettronica ritenuta dai più un qualcosa di oscuro ed incomprensibile, al limite tra la magia e la realtà.*
*L'obiettivo di questi articoli è quello di capire e chiarire i principali aspetti che regolano il mondo dei circuiti in RF. Non ci perderemo in complicatissime formule matematiche e ragionamenti puramente accademici ma analizzeremo alcuni aspetti, a volte anche curiosi, dell'affascinante mondo della radiofrequenza.*

## LINEE DI TRASMISSIONE: MA PERCHÉ?!

Generalmente, quando si pensa al comportamento di circuiti elementari, si tende ad assumere che, ad un'azione, corrisponda una reazione istantanea ed assolutamente prevedibile. Ad esempio, per il circuito composto da una batteria, un interruttore ed una lampadina di figura1 si asserisce che, alla chiusura del contatto, la lampadina si accenda immediatamente e la corrente circolante nel circuito abbia un valore noto ed uniforme. Tutto ciò, però, non è propriamente vero dato che la corrente non viaggia a velocità infinita e quindi ci sarà un tempo finito necessario alla corrente per percorrere tutto il circuito nel quale, ad interruttore chiuso, la lampadina sarà in ogni caso spenta. Per dimostrare questo concetto immaginiamo di realizzare il semplice esperimento di figura 2.
Ora, alla chiusura dell'interruttore, noteremmo che la lampadina non si accende nello stesso istante della chiusura del circuito ma dopo un secondo circa! Questo è, infatti, il tempo necessario alla corrente di percorrere, alla velocità di circa 300.000Km il secondo, l'intero circuito prima di poter compiere il lavoro richiesto. Il semplice esperimento ci dimostra l'effetto nel

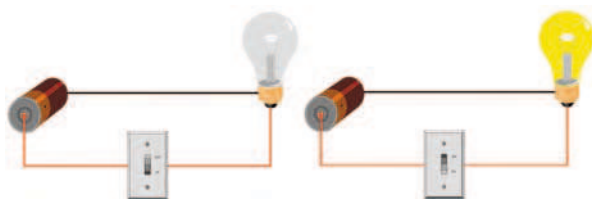



*Figura 1* Lampadina vicina

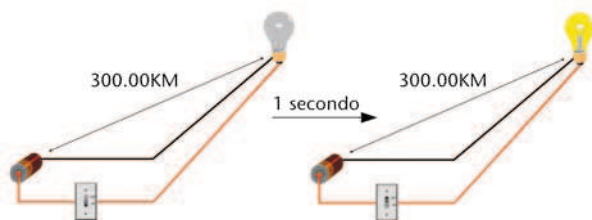



*Figura 2* Lampadina a 300.000Km

### NOTA PER GLI ADDETTI AI LAVORI

Questo ed i prossimi articoli non hanno la pretesa di insegnare tutti gli aspetti inerenti all'RF; volutamente si sorvoleranno alcune questioni poco interessanti per l'hobbista e si accennerà alla matematica solo dove strettamente necessario. Lo scopo, ricordiamolo, è quello di rendere meno nebuloso il mondo della radiofrequenza stimolando la curiosità del lettore con scritti necessariamente poco accademici.

di Massimiliano Premoli

dominio del tempo che i conduttori hanno sul funzionamento di un circuito. Ora una semplice domanda: data la tensione di batteria di 1,5V e la potenza della lampada di1,5W, qual è la corrente che scorrerebbe nel circuito di figura 2 nell'istante in cui si chiude l'interruttore? Pensando al circuito di figura 1 si direbbe 1Ampere ma alla luce di quanto detto circa il tempo di accensione, non è possibile dare una risposta certa. Dato che la corrente necessita circa un secondo per percorrere il circuito, il valore in Ampere dipenderà dai parametri fisici di tutti i dispositivi presenti. Per questo motivo, tratteremo i fili come una linea di trasmissione; come regola, potremmo affermare che è il tempo necessario alla tensione applicata al circuito per raggiungere il carico (tempo di propagazione) a determinare se i fili di connessione devono essere classificati come linea di trasmissione oppure no. Ad esempio, in regime sinusoidale, i conduttori si comportano come linea di trasmissione se la lunghezza elettrica dei fili è maggiore di 1/10 della lunghezza d'onda del segnale applicato o, in altre parole, quando il tempo di propagazione è maggiore di 1/10 del periodo del segnale. Giusto per curiosità, si sappia che il tempo di propagazione per un circuito stampato classico è di circa 150mm al nano secondo. Ora, se volessimo classificare una certa traccia lunga 1000mm percorsa da un segnale RF alla frequenza di 100MHz si dovrebbe agire in questo modo:

- Tempo di propagazione su PCB standard: 150mm/nsec;
- Periodo segnale: 10nsec (1/100Mhz);
- Tempo di propagazione su 1000mm: 6,67nsec (1000mm/150mm).

Dato che il tempo di propagazione è maggiore di 1nsec (1/10 periodo del periodo del segnale incidente), classificheremo la traccia come linea di trasmissione dimensionandola adeguatamente.

Facciamo un altro esempio. Poniamo di voler connettere un generatore RF ad un carico per mezzo di un cavo coassiale lungo un metro. Qual è la massima frequenza per la quale il cavo non sarà una linea di trasmissione? Innanzi tutto bisogna sapere che in un cavo standard, la velocità di propagazione è circa il 60% di quella della luce, quindi 180.000Km/sec. Ora, data la lunghezza elettrica del cavo di 1 metro, questo corrisponderebbe ad un segnale con periodo di 5,56nsec ossia 180MHz; avendo precedentemente definito la soglia di 1/10 della lunghezza d'onda, va da sé che il massimo segnale applicabile dovrà essere di circa 18MHz.

| Hz | Metri |
|---|---|
| 1.000.000 | 180,00 |
| 10.000.000 | 18,00 |
| 50.000.000 | 3,60 |
| 100.000.000 | 1,80 |
| 200.000.000 | 0,90 |
| 500.000.000 | 0,36 |
| 1.000.000.000 | 0,18 |

*Tabella 1 Lunghezza elettrica corrispondente di un cavo coassiale*

## IMPEDENZA DI UNA LINEA DI TRASMISSIONE

Fino ad ora abbiamo identificato come linea di trasmissione una coppia di conduttori (polo caldo più massa) la cui lunghezza è superiore ad un decimo della lunghezza del periodo del segnale applicato. In ogni caso, questa definizione non risponde alla domanda che ci siamo posti nella precedente sezione: quanto vale la corrente nel momento in cui l'interruttore è chiuso? In questa parte cercheremo di rispondere. Innanzi tutto dobbiamo capire che un qualsiasi conduttore ha un circuito equivalente. Un conduttore si comporta principalmente come un induttore L (figura 3a) che, essendo isolato

dall'altro conduttore, ha anche una capacità distribuita C (figura 3b), una pur piccola resistenza in serie R (figura 3c) e per finire una resistenza in parallelo G che rappresenta il non perfetto isolamento tra i due conduttori (figura 3d).

Abbiamo costruito in questo modo una rete... ed ogni rete è caratterizzata da un'impedenza! Conoscendo l'impedenza, potremmo calcolare il valore della corrente. Ma andiamo per gradi. Innanzi tutto assumiamo che la nostra linea sia composta da tratti infinitesimi dove ognuno ha un circuito equivalente come quello di figura 3d. In questo modo potremmo scrivere le seguenti equazioni per tensione e corrente:

$dV = (Rdx + j\omega Ldx)\ I$

$dI = (Gdx + j\omega Cdx)\ V$

dove *dV* è la caduta di tensione sul tratto infinitesimo, *dI* è la corrente che lo percorre e *dx* è la lunghezza del tratto in oggetto. La legge di Ohm ci dice che:

$$\frac{V}{I} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = Zo$$

dove Zo è l'impedenza caratteristica della linea. Possiamo semplificare la formula dato che in realtà il valore di R e G sono trascurabili rispetto ai valori di L e C. La formula diventa quindi:

$$Zo = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

A questo punto possiamo fare qualche interessante osservazione:

1. L'impedenza caratteristica di una linea è rappresentata con un numero reale.
2. La corrente e la tensione su una linea sono sempre in fase, dato che l'impedenza è un numero reale.
3. La linea non dissipa potenza visto che mancano elementi dissipativi (per lo meno su tratte ragionevolmente brevi).

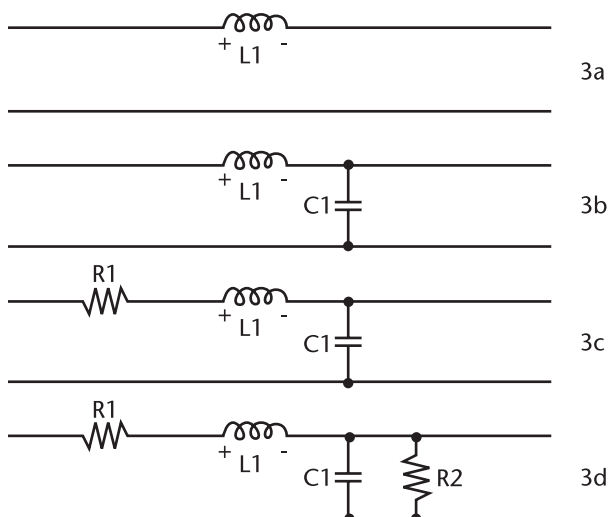



**Figura 3** *Costruzione del circuito equivalente di una linea*

## LINEA DI TRASMISSIONE TERMINATA

### Linea infinita o terminata su impedenza caratteristica

Fino ad ora ci siamo occupati della sola linea e non ci siamo mai chiesti cosa possa essere connesso alla fine della linea stessa. Abbiamo assunto che la linea fosse infinitamente lunga ed il segnale su di essa potesse viaggiare senza perdite. Ora, supponiamo di tagliare ad un certo punto la linea ed applicare il segnale da quel punto in avanti. Il segnale continuerà a "vedere" una linea infinita con una certa impedenza; se ora rimpiazziamo la parte tagliata con un carico Zo la cui impedenza è uguale a quella della linea, il segnale continuerà a vedere una linea infinitamente lunga (figura4). Possiamo quindi asserire che dal punto di vista del generatore, non vi è differenza tra una linea infinitamente lunga ed una linea di lunghezza finita terminata con un'impedenza fisica d'uguale valore. In questo caso, si parlerà di linea terminata con carico adattato e tutta l'energia fornita dal generatore sarà assorbita (e dissipata) dal carico stesso.

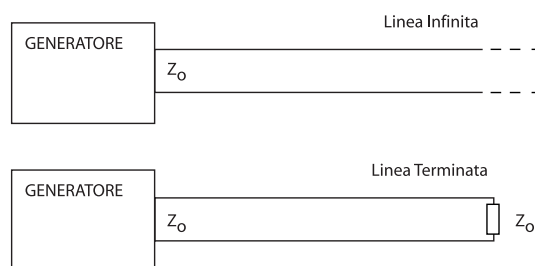



**Figura 4** *Linea Infinita e linea terminata*

### Linea aperta o in corto circuito

Nello studio delle linee RF è di fondamentale importanza capire il comportamento di una linea quando questa è lasciata aperta oppure è termi-

nata su un carico non adattato, compreso il corto circuito. Iniziamo proprio da questo caso. Supponiamo di avere un generatore al quale collegare una linea che andremo a porre in cortocircuito. Cosa accade all'energia inviata dal generatore? Non essendoci elementi dissipativi, l'energia non potrà fare altro che tornare all'origine. Si potrebbe obbiettare che, data la presenza di un cortocircuito, la tensione sia zero e quindi non vi sia nessuna riflessione. Questo non è propriamente vero visto che a livello di cortocircuito il segnale è riflesso con uno sfasamento di 180°. Dato che il segnale incidente e quello riflesso sono presenti nello stesso istante, a livello di corto si avrà una tensione il cui valore è la somma vettoriale delle due onde che vale zero volt, ciò non causa alcun corto "tradizionale". L'onda riflessa percorrerà a ritroso la linea fino a tornare al generatore. Ora, se il generatore ha la stessa impedenza della linea, l'onda riflessa sarà totalmente assorbita dallo stesso, altrimenti sarà nuovamente riflessa in una sorta di ping pong elettronico. Ricominciamo l'esempio lasciando questa volta la linea aperta. A livello di circuito aperto avremo una certa tensione. Essendo il circuito aperto, ci aspettiamo che la corrente circolante sia nulla: anche in questo caso non avremo dissipazione di energia (presenza di tensione ma assenza di corrente) che ritornerà verso il generatore. Per avere una corrente nulla a livello di circuito aperto, l'unica possibilità è quella che la corrente incidente e quella riflessa abbiamo lo stesso valore e la stessa fase, visto che viaggiano in due direzioni opposte. Visto che la linea non introduce sfasamento, anche la tensione riflessa sarà in fase con quella riflessa. Riassumendo, diciamo che una linea in cortocircuito darà luogo ad un segnale riflesso con sfasamento di 180° mentre una linea lasciata aperta rifletterà il segnale senza modificarne la fase.

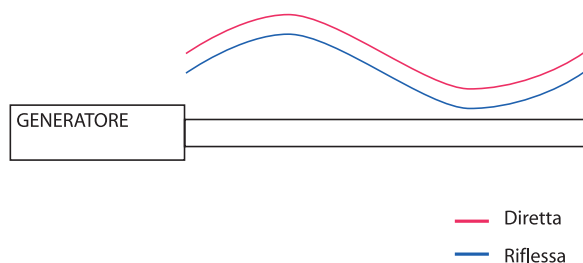



*Figura 5 Linea aperta*

## Generazione di onde stazionarie (Standing Wave)

Per capire questo punto, dobbiamo lavorare di fantasia. Immaginiamo di poter vedere un'onda in cammino dal generatore verso il carico. Abbiamo già detto che il segnale non subirà alcun'alterazione fino a quando non raggiungerà il carico stesso. Ora mettiamoci ad osservare cosa accade alla fine della linea; se il circuito è aperto, ci aspettiamo che non ci sia variazione di fase tra il segnale incidente e quello riflesso. Ora, spostiamo lo sguardo verso il generatore di un decimo di lunghezza d'onda. In questo punto saremo a 36° in anticipo sul segnale incidente e 36° in ritardo su quello riflesso; in questo punto le due onde avranno quindi una differenza di fase di 72°. Spostiamoci ora di un quarto d'onda verso il generatore ossia 90°. In questo punto la differenza tra i due sarà di 180° e quindi, dato che il segnale sulla linea è la somma vettoriale dei segnali presenti sulla stessa, il valore istantaneo della tensione sarà di zero volt. Per lo stesso motivo, a livello d'apertura della linea (segnali in fase) la tensione sarà doppia rispetto al valore di picco dell'onda incidente. Spicchiamo un ultimo salto a 180° verso il generatore. Abbiamo già capito che in questo punto i segnali avranno una differenza di fase di 360°... ossia nuovamente in fase! A questo punto il giochino ricomincia, come se fossimo a livello di linea aperta. Va da se che, se continuiamo l'osservazione fino al generatore, andiamo a scoprire la presenza di un terzo segnale che varia in ampiezza ma non si muove rispetto alla linea. Data la natura particolare di questo segnale (varia in ampiezza ma non di posizione) si è deciso di chiamarlo Onda Stazionaria. Tutto questo è vero anche se la linea invece d'aperta, fosse cortocircuitata. La sola differenza sarebbe che l'onda stazionaria sarebbe sfasata di 90° rispetto a quella che abbiamo appena analizzato, visto che la dif-

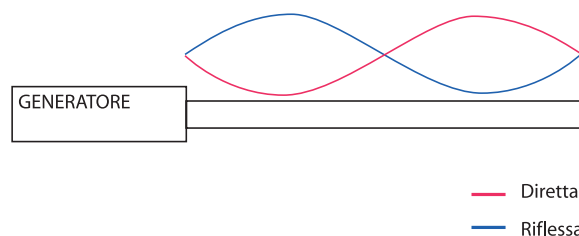



*Figura 6 Linea in corto circuito*

ferenza di fase a livello di fine linea è di 180°, come spiegato nel precedente paragrafo.

## Caratteristiche delle onde stazionarie

Nel precedente paragrafo abbiamo capito come avviene la generazione delle onde stazionarie ed abbiamo analizzato la differenza tra le due configurazione limite di terminazione della linea: aperto e cortocircuito. Ora studieremo il caso più reale di linea chiusa su un carico disadattato, ossia con impedenza diversa da quella della linea e del generatore. Già sappiamo cosa accadrà: una parte dell'energia sarà dissipata dal carico ed una parte sarà invece riflessa verso il generatore. La domanda, quindi, a questo punto è: come si suddivide il segnale incidente? Andiamo per gradi. Innanzi tutto dobbiamo dire che, a differenza dei precedenti due casi limite dove l'onda stazionaria aveva uno sviluppo che variava tra zero ed il doppio della tensione incidente, ora l'onda avrà uno sviluppo diverso con un punto di massimo *Emax* e minimo *Emin* ben definito e calcolabile. Inoltre, l'onda stazionaria non sarà immobile rispetto alla linea ma si muoverà sincrona con il segnale incidente. Il valore di *Emax* si avrà nel punto in cui l'onda diretta e quella riflessa sono in fase, mentre *Emin* quanto

***Figura 7*** *Diagrammi di onda stazionaria*

i due segnali saranno sfasati di 180°. Se consideriamo l'onda incidente come una costante, otteniamo che *Emax* e *Min* diventano funzione dell'onda riflessa *Vr* e quindi dell'impedenza di carico *Zl*. A questo punto possiamo dire che il rapporto tra *Emax* e *Emin* prende il nome di Onda Stazionaria, che è abbreviato in SWR.

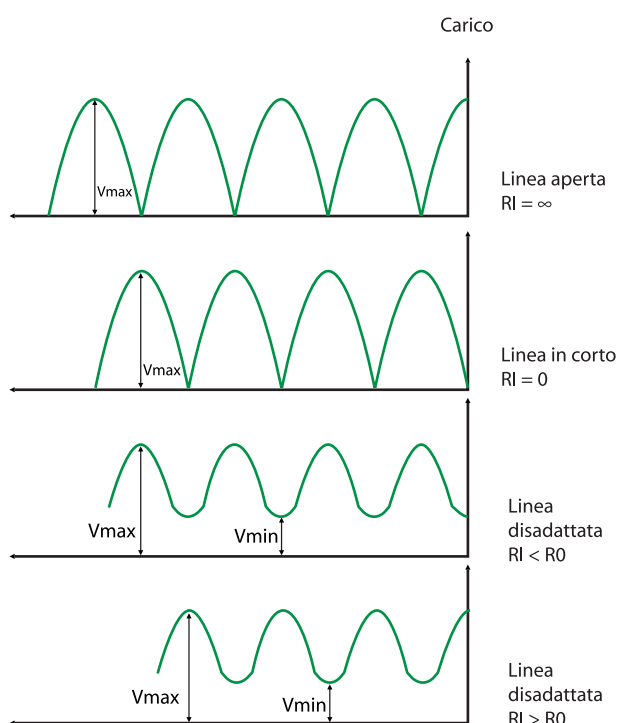
$$SWR = \frac{E\ max}{E\ min}$$

Cerchiamo di capire meglio l'utilità di questo paramento. Quando la linea è aperta oppure in corto, ci aspettiamo *Emin=0* perché tutta l'energia è riflessa. In questo caso SWR tende all'infinito. Il limite inferiore è uno, cioè quando *Emin=Emax* ossia *Vr=0* e siamo in assenza di onda riflessa. Quando siamo in questa condizione? Semplice, quando il carico è perfettamente adattato alla linea e si avrà il massimo trasferimento di potenza tra il generatore ed il carico! L'utilità del parametro SWR è quindi chiara: un valore alto indicherà un disadattamento del carico rispetto alla linea e quindi una cattiva trasmissione di potenza; un valore basso e prossimo ad uno certificherà un ottimo lavoro di adattamento e pochissima dispersione di potenza. Per curiosità si sappia che sui data sheet dei dispositivi per micro onde è usuale trovare dichiarazioni di impedenza nella forma, ad esempio: impedenza nominale 50ohm, SWR 15,5 dalla continua a 1GHz.

## Coefficiente di riflessione

Capito l'uso del SWR ampliamo il ragionamento al coefficiente di riflessione, molto simile come concetto al primo ma più utile in pratica in quanto può essere semplicemente misurato. Ricordiamo che un carico disadattato assorbe una certa parte dell'energia incidente e ne riflette la rimanente. L'ampiezza e la fase del segnale riflesso dipendono dal rapporto tra *Zs* e *Zl* ossia l'impedenza del generatore e quella del carico. Per esempio, se *Zl* è minore di *Zs* la fase del segnale riflesso è sfasata di 180° rispetto al segnale incidente. Se invece *Zl* è maggiore di *Zs* il segnale riflesso è in fase con quello incidente. Il valore in tensione del segnale riflesso è la somma vettoriale tra incidente e riflesso.

$$Vl = Vi + Vr$$

Per contro la corrente sulla linea è la sottrazione

vettoriale tra la corrente incidente e quella riflessa, dato che viaggiano in direzione opposta.

$$Il = Ii - Ir$$

A questo punto possiamo affermare che:

$$Zl = \frac{Vl}{Il} = \frac{Vi + Vr}{Ii - Ir}$$

ed inoltre:

$$Ii = \frac{Vi}{Zs} \quad e \quad Ir = \frac{Vr}{Zs}$$

con le necessarie sostituzioni otteniamo:

$$Zl = Zs \frac{1 + Vr / Vi}{1 - Vr / Vi}$$

Fermiamoci un attimo. Guardando la precedente formula possiamo affermare che, conoscendo il valore della linea di trasmissione *Zs*, usando il rapporto *Vs/Vi* possiamo determinare il valore d'impedenza del carico *Zl*. Infatti, al rapporto *Vs/Vi* si associa la lettera dell'alfabeto Greco Gamma Γ ed è chiamato coefficiente di riflessione. Γ è una grandezza vettoriale caratterizzata da modulo e fase e quindi è un numero complesso. Per fortuna, nella maggior parte dei casi solo il modulo del coefficiente di riflessione è necessario ai calcoli semplificando molto la questione. Al modulo, che può variare tra zero ed uno, si assegna la lettera Rho ρ . Concludiamo quindi sostenendo che Gamma Γ è uguale a Rho ρ ad un certo angolo di fase:

$$\Gamma = \rho\angle\theta$$

Facciamo un esempio pratico. Poniamo di fare una misura su un mixer per micro onde in un contesto a 50ohm tipici. Lo strumento di misura indica un coefficiente di riflessione ρ di 0,2. Quanto sarà l'impedenza del mixer?
Sappiamo che:

$$Zl = Zs \frac{1 + Vr / Vi}{1 - Vr / Vi} = Zs \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

quindi:

$$Zl = 50 \frac{1 + 0,2}{1 - 0,2} = 50 \frac{1,2}{0,8} = 75ohm$$

Semplice, vero? Ma andiamo avanti. Precedentemente abbiamo asserito che Γ è una quantità vettoriale definita da un modulo ed una fase. Ora, data una certa linea, possiamo considerare il modulo di Γ costante ma non lo possiamo fare per l'angolo di fase ρ che varia a seconda del punto di osservazione. Infatti, se ricordiamo l'esempio della linea aperta, troviamo che i segnali incidente e riflesso non hanno differenza di fase, ma se spostiamo lo sguardo verso il generatore di 1/10 della lunghezza d'onda troviamo una differenza di 72° che diventano 180° ad 1/4 di lunghezza. Possiamo scrivere:

$$Zl = Zs \frac{1 + Vr / Vi}{1 - Vr / Vi} \quad e \quad \frac{Vr}{Vi} = \Gamma = \rho\angle\theta$$

esprimendo Vr e Vi come quantità complesse otteniamo:

$$\Gamma = \frac{|Vr|\angle\rho r}{|Vi|\angle\rho i} = \rho\angle(\theta r - \theta i) \quad cioè \quad \Gamma = \rho\angle(\theta r - \theta i)$$

Benché il modulo di Γ rappresentato da ρ rimanga costante lungo la linea, il suo valore complesso cambia seguendo la fase relativa tra *Vr* e *Vi*. Possiamo quindi rappresentare Γ su un grafico polare dove un vettore ruota seguendo la fase relativa. A questo punto facciamo un piccolo riassunto:

1. Il coefficiente di riflessione è definito come il rapporto tra l'onda incidente e quella riflessa su una certa linea di trasmissione.
2. Il valore Gamma a livello del carico dipende dal carico stesso e dall'impedenza caratteristica della linea.
3. se il carico ha un valore complesso (non è una semplice resistenza ma una rete reattiva) Gamma assume anch'esso un valore complesso.
4. L'impedenza equivalente di una data rete tiene in considerazione della lunghezza della linea di trasmissione.
5. Il valore complesso di Gamma dipende dal punto in cui si fa la misura dato che la linea stessa entra a far parte del circuito equivalente.
6. L'impedenza totale vista ad una distanza di 1/2 onda dal carico è quella del carico stesso e questo è vero per qualsiasi multiplo di 1/2 di onda.

## Misurare l'impedenza di una rete

Dai precedenti paragrafi abbiamo capito quanto sia importante comprendere il comportamento di una linea per poterne sfruttare le

caratteristiche. Sappiamo anche che per avere il massimo trasferimento di potenza da una parte all'altra di un circuito, le impedenze delle due sezioni devono essere uguali, con quindi Gamma nullo: se così non lo fosse bisognerebbe adattare le due parti per mezzo di una rete d'adattamento. Ovvio, per fare ciò, dobbiamo misurare correttamente le impedenze in gioco in modo da poterle maneggiare correttamente. L'unico modo per conoscere il valore d'impedenza di una rete ignota è usare un Network Analyzer. Questo strumento è in grado di fornire con precisione il valore d'impedenza della rete in modo tale da poterla adattare al meglio, come vedremo in un prossimo articolo. La procedura per la misura è semplice: innanzi tutto sapendo che qualsiasi oggetto, caso o connettore del caso, può introdurre un errore dovremmo calibrare lo strumento a livello della rete da

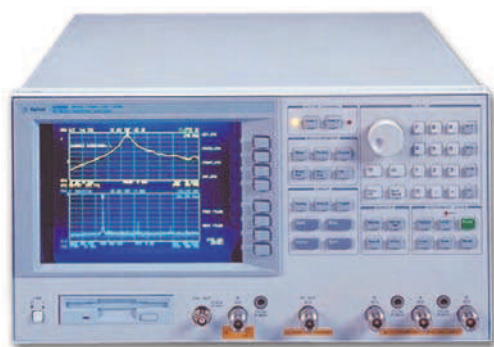



*Figura 8* Network analyzer

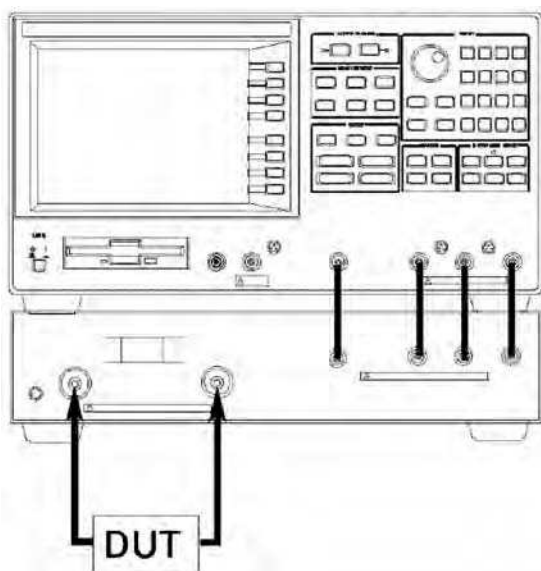



*Figura 9* Banco di misura impedenza

misurare. Ad esempio, se volessimo misurare una semplice antenna a stiletto provvista di cavetto e connettore maschio, dovremo calibrare la macchina a livello del connettore femmina in modo da stabilire un punto zero: da lì in avanti parliamo di carico e da lì indietro parliamo di strumento. La calibrazione si fa utilizzando un Kit di calibrazione composto da tre connettori da collegare alla fine del cavo di misura; abbiamo un connettore in cortocircuito, un connettore aperto ed uno che contiene al suo interno un resistore a 50ohm che collega il polo caldo con la massa. Il valore di 50ohm è il quello tipico di misura dei circuiti RF. La procedura è semplice: si seleziona sullo strumento il modo di calibrazione e questo risponde chiedendo di collegare la terminazione in corto, si collega quindi il connettore in corto e si conferma allo strumento la condizione. Poi lo strumento chiede la terminazione aperta, noi colleghiamo il connettore aperto e confermiamo. Infine lo strumento chiede i 50ohm, noi lo accontentiamo e confermiamo. A questo punto lo strumento è pronto a misurare senza errore dato che l'azzeramento è stato fatto tenendo in considerazione tutti i cavi e connettori che abbiamo collegato alla macchina.

## CONCLUSIONI

A questo punto è arrivato il momento di salutarci. La materia non è semplicissima al primo approccio ma spero di aver solleticato la curiosità del lettore verso l'affascinante mondo della radiofrequenza. Nei prossimi articoli affronteremo altri aspetti quali le antenne e gli oscillatori RF basati su risonatori di tipo SAW. Parleremo anche di simulatori RF e utilizzo dei parametri S. Appuntamento quindi in edicola per le prossime puntate!

## BIBLIOGRAFIA

Consiglio una visita al sito dell'Agilent *www.agilent.com* ossia la vecchia HP tanto cara ai progettisti RF. Ottimi spunti anche sul sito Maxim *www.maxim-ic.com* A chi volesse perdersi nella teoria consiglio "Foundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillator" di Jeremy Everard edito da Wiley *www.wiley.co.uk*.

**Codice MIP255112**

# Il calendario dei radioamatori



L'Associazione Radiantistica Trevigiana di S.Lucia di Piave (TV), ha pubblicato, anche quest'anno un bellissimo calendario, intitolato: GUGLIELMO MARCONI E LA RADIO A FUMETTI. Forse è un po' tardi per parlare di calendari, ma fino ad ora era mancata l'occasione e l'articolo è tuttora valido per parecchi mesi. La stessa associazione è già da 14 anni che pubblica dei bellissimi ed originali calendari, sempre sull'argomento della radio.

Il maggior impegno a questa realizzazione, è stata dato da *Gianni Miraval* (radioamatore e collezionista di radio d'epoca, collaboratore del Museo "La Bella Radio", e ideatore delle 14 edizioni del Calendario Marconiano), *Barbara Valotti* (responsabile delle attività museali della *Fondazione Guglielmo Marconi*, è laureata con una tesi in Storia della scienza sulla formazione di G. Marconi), *Paolo Cossi* (fumettista, vincitore nel 2002 della borsa di studio *Benito Jacovitti*, dal 2003 collabora periodicamente con l'*Associazione Radiantistica Trevigiana*). L'introduzione è del presidente dell'A.R.T., *Giovanni Furlan*, la prefazione è di *Gustavo Selva*.

Il calendario parte con una rassegna delle maggiori manifestazioni svolte da questa associazione, con corredo di parecchie foto. Dopo di questo, inizia il vero e proprio calendario, con ogni mese in testa un fumetto diverso sui maggiori avvenimenti della storia di Marconi. Tutti i fumetti sono ampliamente spiegati e commentati sul fianco sinistro del datario. Al termine vi è una pagina sul Museo "LA BELLA RADIO" di Villa Navagero-Erizzo in Via Grande, 2 - ROVARÉ - San Biagio di Callalta (TV), allestito dall'appassionato collezionista *Paolo Fadel*. Questo bel calendario di prestigio, figurerà senz'altro bene in ogni stazione radioamatoriale.

**Codice MIP255122**

# 2006

*di Iginio Commisso (i2UIC)*

# Modifiche al

*Un PMR è un piccolo ricetrasmettitore palmare UHF, la cui banda è compresa tra 446.0 e 446.1 MHz, otto canali spaziati di 12.5 KHz, modulazione esclusivamente FM, la potenza RF è pari a 1/2 W in un'antenna che, per omologazione, deve essere fissa e non sostituibile. In questo articolo vedremo come, con semplici modifiche, aumentarne la portata.*

Per utilizzare un PMR, nel nostro paese, è necessario presentare una domanda di inizio attività compilando il modulo 19 secondo il punto 2.8 dell'articolo 104, comma 1 lettera C circa i PMR446 e richiedere il rilascio di un'autorizzazione con il versamento di un canone annuo, pari a 12 euro, indipendentemente dal numero degli apparati utilizzati.

L'acronimo PMR significa Private Mobile Radio, è attivo in Italia a seguito alle norme CEPT che impone agli stati dell'unione di riservare la banda citata ad uso di privati. I ricetrasmettitori impiegati devono essere conformi agli standard tecnici ETS 300 296.

È utile ricordare che qualsiasi modifica invalida non solo la garanzia del costruttore dell'apparato, ma anche la sua omologazione. Pertanto *un PMR modificato diventa legalmente inutilizzabile.*

È evidente che le frequenze PMR non fanno parte delle gamme assegnate ai radioamatori, il servizio PMR ha altri scopi rispetto al servizio di radioamatore, qui per fortuna non si ripeteranno i problemi avuti con gli LPD. Dunque se degli OM vorranno utilizzare la gamma PMR dovranno seguire le indicazioni legali come qualsiasi altro italiano "non radioamatore".

Tuttavia molti apparati amatoriali sono in grado di ricevere la gamma PMR, l'inizio gamma si trova a 446.00625 MHz, da qui partono gli otto canali disponibili, spaziati di 12.5 KHz. Per ascoltare decentemente il traffico PMR sarebbe necessario disporre dello step a 6.25 KHz disponibile su pochissimi apparati (FT817), con lo step a 5 KHz si arriva comunque a 1.25 KHz dal canale PMR, quanto basta per ascoltare senza problemi.

Alla sera si sentono le classiche chiacchierate serali, così come avveniva in 27MHz trent'anni fa! Per fortuna questi giocattoli non hanno nulla in comune

**Figura 1** Il TW10 originale

| Canale | Frequenza MHz |
|---|---|
| 1 | 446.00625 |
| 2 | 446.01875 |
| 3 | 446.03125 |
| 4 | 446.04375 |
| 5 | 446.05625 |
| 6 | 446.06875 |
| 7 | 446.08125 |
| 8 | 446.09375 |

**Tabella 1** Canale PMR e frequenza

# PMR TW10

di Daniele Cappa (iw1AXR)

con gli omologhi "giocattoli" quarzati sul canale 14 dell'epoca.

## LA VITTIMA E LE MODIFICHE

È il modello TW10 della Lexibook, è commercializzato come giocattolo in più varianti TW10SP (Spiderman, Figura1), TW10BB (Barbie), tutti ovviamente con il contenitore coloratissimo e intonato con il personaggio a cui sono dedicati. In una nota catena di supermercati erano in vendita a meno di 20€ la coppia, non ho resistito e, dopo averne acquistata una confezione, la sera stessa armato di cacciavite consideravo cosa era possibile modificare sapendo che dopo qualsiasi modifica, legalmente, li butterò nella spazzatura!

*Figura 2* Il TW10 aperto

Malgrado l'aspetto da giocattolo si tratta di rtx di tutto rispetto, montato in smd su uno stampato che occupa praticamente tutto lo spazio disponibile, utilizza un paio di quarzi, un filtro ceramico, è fornito di minidisplay lcd purtroppo privo di illuminazione. Ha otto canali, ma è privo di subtoni, che caratterizzano i modelli più seri. È alimentato con tre pile tipo AAA (ministilo) che letteralmente "ingoia" in due sere, infatti il consumo in trasmissione è di 250 mA, non male per una radiolina così piccola.

L'idea iniziale era di realizzare una presa per l'alimentazione esterna, ma lo spazio disponibile è veramente poco. Sacrificare il vano pile significa rendere il portatile non più portatile, anche così l'intera radio è più piccola di un comune microfono palmare e la modifica è perfettamente attuabile su una radio che dovrà essere utilizzata esclusivamente in casa.

La cosa è stata risolta realizzando una falsa batteria con un ritaglio di millefori su cui trovano posto un paio di condensatori ceramici (100 nF) posti prima e dopo l'impedenza verso massa, un'impedenza RF (una VK200 o 6/7 spire su un nucleo di ferrite da 5 mm) posta in serie al positivo di alimentazione e due lamelle portapila (recuperate da un relé) che realizzano il contatto elettrico con il portapile della radio. L'alimentazione è poi fornita da un alimentatore a spina opportunamente modificato e dotato di stabilizzatore a 5V o da uno stabilizzatore, sempre a 5V, da usarsi dove sia già presente un alimentatore a 12V. Con la rimozione dell'adattatore, la radio torna ad essere utilizzabile con le tre pile ministilo.

La modifica successiva è reversibile solo in parte: prevede la rimozione dell'antenna originale, un "gommino" contenente una bobina lunga 25 mm e la sua sostituzione con uno stilo di acciaio lungo 1/4 d'onda (159 mm) o il montaggio di un BNC su cui sarà montato un'antenna sempre a 1/4 d'onda. Ricordo che questa soluzione *rende il PMR legalmente non più utilizzabile*, del resto per misurare la potenza di uscita non avevo altra scelta.

Le modifiche proposte sono certamente valide anche per altri modelli e altre marche, più o meno simili.

## ALIMENTAZIONE ESTERNA CON UNA FALSA BATTERIA

Questa realizzazione è esterna all'apparato, pertanto non ne invalida l'omologazione.

Rimossa la clip da cintura e lo sportellino che protegge il vano pile prendiamo la misura del

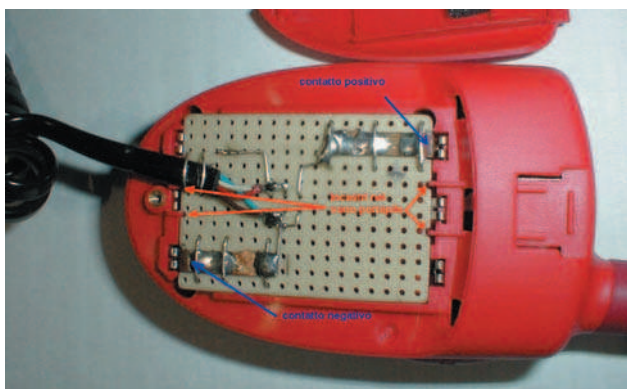



*Figura 3* La falsa batteria

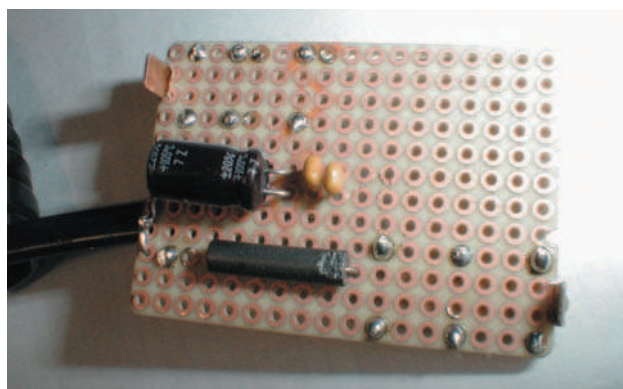



*Figura 3b* La falsa batteria lato inferiore

*Figura 3c* Uno dei contatti della falsa batteria

*Figura 4* Il BNC montato

vano disponibile, per il TW10 si tratta di un rettangolo le cui misure sono 31x44 mm, il ritaglio di basetta millefori andrà tagliato poco più grosso e portato a misura con una piccola lima effettuando frequenti prove. È necessario realizzare anche i piccoli intagli che si incastreranno nei riferimenti del portapile e le due sedi dove andranno inseriti i contatti.

La falsa batteria dovrà incastrarsi perfettamente nel portapile, senza giochi che renderebbero il contatto elettrico poco affidabile.
Sulla parte posteriore del ricetrasmettitore è necessario realizzare, sempre con una piccola lima, la sede necessaria all'uscita del cavo.
Su un esemplare ho utilizzato un cavo spiralato a 4 fili (tipo per cornetta telefonica) collegati due a due per aumentare la sezione del filo, mentre sull'altro ho utilizzato il filo originale dell'alimentatore a spina (12V 800mA, modificato a 5V aggiungendo un 7805 con aletta di raffreddamento).
Purtroppo non è possibile inserire un 7805 direttamente nella falsa batteria, dovrebbe, infatti, dissipare poco meno di 2W, troppi per un vano di plastica, praticamente sigillato, qual è il portapile.
Lo stabilizzatore non ha storia, si tratta di un 7805 con attorno i soliti condensatori ceramici, un paio di impedenze recuperate da alimentatori per PC ed un elettrolitico in ingresso. Quanto basta per portare la corrente raddrizzata e malamente livellata, tipica degli alimentatori a spina ai 5 Volt, necessari alla radio con un decente filtraggio dell'alternata e della radiofrequenza, che il filo di alimentazione sicuramente catturerà.

## UN'ANTENNA PIÙ EFFICIENTE

Ricordo che la sostituzione dell'antenna originale *annulla l'omologazione* del palmare.
Aperto il TW10 (è chiuso con due viti a sinistra e solo una a destra) e rimosso il gommino rosso che ripara l'antenna (è fissato con una goccia di colla cianoacrilica) provvediamo a dissaldare la bobina che costituisce l'antenna originale, poi qui seguiamo due strade diverse.
Per sostituire l'antenna con uno stilo da 1/4 d'onda dobbiamo procurarci un pezzo di acciaio armonico, quello per realizzare le molle, non acciaio inossidabile che non è saldabile a stagno.
Sagomiamo la punta in modo che formi un cer-

PESCARA 2006

Sezione di PESCARA
Via delle Fornaci, 2
Tel +39 085 4714835 Fax +39 085 4711930
http://www.aripescara.org
e-mail: aripescara@aripescara.org

PROTEZIONE CIVILE

# 41ª FIERA MERCATO NAZIONALE DEL RADIOAMATORE DI PESCARA

## 25 - 26 NOVEMBRE 2006

SILVI MARINA (TE) - FIERA ADRIATICA - S.S.16 (Nazionale Adriatica) - Km. 432

SABATO 9:15 - 19:00 DOMENICA 9:00 - 19:00

AMPIO PARCHEGGIO GRATUITO - RISTORANTE - SELF SERVICE INTERNO

con il patrocinio di

Codice MIP 255127

chietto dal diametro di 3-5 mm, per evitare di cavare un occhio a un amico. Foriamo la punta del gommino che proteggeva l'antenna originale e infiliamo il nuovo stilo nel foro avendo cura di lasciare il cerchietto appena realizzato in quella che sarà la parte esterna dell'antenna. Quindi a 160 mm dalla punta pieghiamo il filo a 90°, lasciamo un paio di millimetri di filo dopo la piega e tagliamo. La piega così realizzata andrà infilata nel foro del circuito stampato dove era saldata l'antennina originale per essere a sua volta saldata. In queste condizioni lo stilo esterno al circuito stampato dovrà essere esattamente 159 mm.
Facciamo scivolare al suo posto il gommino originale e chiudiamo la radio.
Per sostituire l'antenna con una presa BNC abbiamo bisogno di un BNC (!) femmina da pannello, il modello dotato di ghiera a vite. Svitiamo il dado e la rondella che non ci servono. Il gommino originale rosso va tagliato con un cutter o un coltello ben affilato esattamente a 12 mm dalla punta. Questa misura dipende dalla profondità della parte interna del BNC. Sul lato piatto della parte interna del BNC, dopo averlo passato con una piccola lima, salderemo un reoforo o un pezzetto di filo rigido lungo due o tre centimetri, questa andrà saldato sullo schermo che ripara la parte RF del trasmettitore.
Ora è necessario forzare il BNC nel gommino decapitato, fino a che la ghiera combaci perfettamente con il bordo tagliato del gommino, controlliamo che il polo caldo del BNC corrisponda al punto dove andrà saldato e che il reoforo sia in corrispondenza dello schermo. Fissiamo il connettore con una goccia di colla cianoacrilica, inseriamo il gommino al suo posto e saldiamo i due poli sulla radio.

La figura 4 chiarisce eventuali dubbi, il BNC è molto stabile, malgrado sia fissato solo al gommino rosso.
Qualunque sia stata la nostra scelta circa l'antenna prima di richiudere il radiolino possiamo dare una ritoccata al trimmer della deviazione, per aumentare la modulazione che è generalmente piuttosto bassa. Bisogna agire sul trimmer situato appena sotto lo schermo, nella figura 2 è stato evidenziato con un cerchietto rosso, girandolo in senso orario fino a che la modulazione raggiunge il massimo. Il trimmer non ha il blocco a fine corsa, dunque dopo aver raggiunto il massimo passa a zero per poi aumentare nuovamente.

## I RISULTATI

Sull'esemplare su cui è stato montato il connettore BNC al posto dell'antenna ho misurato una potenza (su carico fittizio) di 400 mW, contro al 1/2W dichiarato, non male per un prodotto così economico.

L'esemplare cui è stata sostituita l'antenna originale con lo stilo da 1/4 d'onda è stato ascoltato a poco più di 10 Km di distanza. Il trasmettitorino in test era alimentato normalmente, a pile, e posto al settimo piano, in mano a un amico "cavia"; il ricevitore era un OM dotato di antenna bibanda sul tetto al quarto piano, nella prima cintura di Torino. Ovviamente non è legalmente possibile realizzare un collegamento bilaterale tra due stazioni di questo tipo, il collega OM si è limitato ad ascoltare e a riferire (su altra gamma) il livello del segnale. La differenza tra questo modello modificato e un FX10 Brondi originale era tra sentire una presenza e avere un segnale decente, perfettamente comprensibile, con picchi fino a S5.
L'alimentazione esterna non fornisce un apprezzabile guadagno in termini di potenza, l'alimentazione aumenta solo da 4.5 a 5V, il vantaggio è esclusivamente nel non dover cambiare pile, o ricaricare accumulatori spesso come sarebbe necessario.
Questo è tutto, buon lavoro e buon divertimento.

*Figura 5* I due TW10 modificati

**Codice MIP255124**

## ABBONATI SUBITO

Compila, ritaglia e spedisci via fax questo coupon allo **02-66508225**

Spedisci questa pagina in busta chiusa a:
**INWARE Edizioni srl**
Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)

Chiamaci allo **02-66504755**

Abbonati on-line sul sito
**www.farelettronica.com/abbonamento**

## DATI PERSONALI

Nome . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . .

Cognome . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . .

Via . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . n° . . . .

Cap . . . . . . . Città . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . Prov . . . .

Tel . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . Fax. . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . .

Email . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . .

Ragione Sociale . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . .

P.Iva . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . ❍ Ricevuta

**Privacy.** Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni srl, Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o tramite email a info@inwaredizioni.it

## SCELTA DELLA TIPOLOGIA DI ABBONAMENTO
**barrare la tipologia prescelta**

❍ Riceverò 11 NUMERI di FARE ELETTRONICA **pagando solo €45,00** anzichè €60,50

❍ Riceverò 11 NUMERI di FARE ELETTRONICA e 11 NUMERI di FIRMWARE **pagando solo €79,50** anzichè €126,50

## MODALITÁ DI PAGAMENTO
**barrare la modalità prescelta**

❍ **CARTA DI CREDITO**
❑ American Express ❑ Visa ❑ Mastercard
Titolare . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . .
n° . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . scad . . . . . . . . . . . . . . . . . . .

❍ **VERSAMENTO SUL CCP N. 70107552**
Allegare la ricevuta (o copia) del versamento intestato ad **Inware Edizioni srl**, indicando nella causale: "Abbonamento Fare Elettronica"

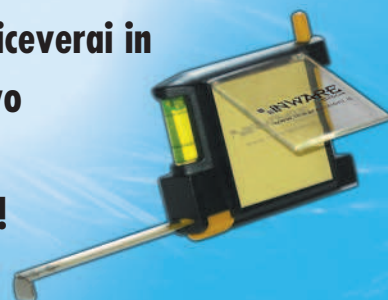
❍ **BONIFICO BANCARIO**
Appoggiarlo su: **Poste Italiane - CIN: I - ABI: 07601 CAB: 01600 - C/C: 000070107552**
intestato ad **Inware Edizioni srl**

❍ **ALLEGO UN ASSEGNO**
intestato ad **Inware Edizioni srl**

Firma . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . .

**Scopri sul retro di questo coupon i vantaggi a te riservati**

# ABBONATI SUBITO!

- ✔ Risparmierai fino a €47,00 sul prezzo di copertina
- ✔ Avrai la garanzia del prezzo bloccato per un anno
- ✔ Le riviste ti saranno recapitate comodamente a casa
- ✔ Compreso con l'abbonamento (o il rinnovo) riceverai un buono sconto del 20%* per un tuo prossimo acquisto sul sito www.ieshop.it
- ✔ Compila questo cedolino in tutte le sue parti. Invialo in busta chiusa o via fax (fronte/retro) e riceverai in omaggio l'esclusivo flessometro di Inware Edizioni!

**TIPO DI ABBONAMENTO:**

❍ Personale ❍ Aziendale
❍ Scuola o Università

**IL VOSTRO SETTORE DI COMPETENZA:**

❍ Direzione Tecnica ❍ Direzione Acquisti
❍ Progettazione ❍ Insegnante
❍ Studente Altro . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . .

**PRODOTTO PRINCIPALE O SERVIZIO OFFERTO DALL'AZIENDA DOVE LAVORATE:**

❍ Apparecchiature elettriche, elettroniche, ICT ❍ Apparecchiature scientifiche, misura e controllo
❍ Elettrodomestici ❍ Automotive
❍ Consulenza ❍ Vending
Altro . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . .

**NUMERO DI DIPENDENTI DELLA VOSTRA AZIENDA:**

❍ fino a 10 ❍ da 10 a 50
❍ da 50 a 100 ❍ da 100 a 500
❍ oltre 500

* Validità 3 mesi

ATTESTATO
di QUALIFICA
LEGALMENTE
RICONOSCIUTO
Legge 845/78 art.14
Valido ai fini dell'avviamento al lavoro